

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

**Redes de alimentación en tecnología Ridge Gap
Waveguide para antenas planas de bajas pérdidas.**

**Autor: Alejandro Álvarez Pérez
Tutor: José Luis Masa Campos**

Junio 2020

Redes de alimentación en tecnología Ridge Gap Waveguide para antenas planas de bajas pérdidas.

AUTOR: Alejandro Álvarez Pérez

TUTOR: José Luis Masa Campos

**Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)
Dpto. Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones (TEC)
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Junio de 2020**



Resumen

Vivimos en un momento histórico dónde la evolución de la tecnología avanza sin pausa. Esto en el ámbito de las comunicaciones móviles y comunicaciones por satélite, hace que surja la necesidad de mejorar las comunicaciones con mayores anchos de banda trabajando a frecuencias mayores. El futuro 5G, para comunicaciones móviles trabaja a una frecuencia de 3.5 GHz, pero también se está estudiando en bandas de frecuencia tan altas como 26GHz y 38 GHz. Esto implica que se tendrán longitudes de onda del orden de milímetros, por los que se usará para zonas de cobertura de corta distancia (o *hotspots*), e implica el uso de tecnologías de este orden de magnitud milimétrico (antenas, redes de alimentación...).

En multitud de ocasiones, en los diseños de antena multicapa es imprescindible que exista un contacto físico entre las capas (elementos radiantes, red de alimentación...) perfecto para que el funcionamiento de la antena sea correcto. Esto, como se va trabajando a mayores frecuencias, y se reducen las dimensiones, cada vez es más complicado de asegurar con métodos como la unión con tornillos, ya que en estructuras milimétricas no aseguran el contacto entre capas. Existe una tecnología que hace uso de estructuras que actúan como “paredes” que ayudan a solventar estos problemas, la tecnología *Gap Waveguide* (GW).

Por estas razones, este Trabajo de Fin de Grado tiene como objetivo estudiar la tecnología *Ridge Gap Waveguide* (RGW), y diseñar una red de alimentación para una antena multicapa ya disponible. Esta tecnología tiene como peculiaridad la mezcla entre una *Ridge Waveguide* (RW), que aumenta los anchos de banda monomodo de lo que sería una guía de onda convencional rectangular; y una *Gap Waveguide*, pudiendo solventar estos problemas con los contactos para estas dimensiones, y realizar un diseño más compacto que en otras tecnologías GW.

Esta antena se basa en una array de 8x8 cavidades radiantes con polarización vertical red de alimentación corporativa en guía de onda convencional que opera a 17 GHz. En este trabajo se trata de obtener una red en una única capa que pueda usar para alimentar los 64 elementos radiantes de la antena en cuestión. La red será en paralelo completa en tecnología RGW con una distribución igual para todos los elementos en potencia y en fase. Se podrán ver las adaptaciones parciales de cada parte de la red y como se realiza dicho diseño, viendo las distribuciones finales y el aspecto final con sus dimensiones.

Palabras clave

Antena multicapa, red de alimentación, red en paralelo, polarización circular, guía de onda rectangular, *Gap Waveguide*, *Ridge Waveguide*, *Groove Gap Waveguide*, *Ridge Gap Waveguide*.

Abstract

We live in a historical time where the evolution of technology advances without pause. In the scope of mobile and satellite communications, it leads to the need to improve the communications with bigger bandwidths working of higher frequencies. The future 5G, for mobile communications works at a frequency of 3.5 GHz, but is also being studied in frequency bands as high as 26 GHz and 38 GHz. This implies that there will be wavelengths of the order of millimeters, so it will be used for short distance coverage areas (or hotspots), and implies the use of technologies of this millimeter order of magnitude (antennas, feeding networks ...).

In many occasions, in the multilayer antenna designs it is essential that there is a physical contact between the layers (radiating elements, power network ...) perfect for the proper functioning of the antenna. This, as work is carried out at higher frequencies, and the dimensions are reduced, it is becoming increasingly difficult to ensure with methods such as the union with screws, since in millimeter structures they do not ensure contact between layers. There is a technology that makes use of structures that act as "walls" that help solve these problems, the Gap Waveguide (GW) technology.

For these reasons, this Bachelor Thesis aims to study Ridge Gap Waveguide (RGW) technology, and design a power network for an already available multilayer antenna. This technology has the peculiarity of mixing a Ridge waveguide (RW), which increases the single-mode bandwidths of what could be a conventional rectangular waveguide; and a Gap Waveguide, being able to solve these problems with the contacts for these dimensions, and make a more compact design than in other GW technologies.

This antenna is based on an array of 8x8 radiant cavities with vertical polarization corporate feeding network in conventional waveguide that operates at 17 GHz. This work about obtaining a single-layer network that can be used to feed the 64 radiating elements from the antenna in question. The network will be in parallel complete in RGW technology with an equal distribution for all elements in power and in phase. You will be able to see the partial adaptations of each part of the network and how said design is made, seeing the final distributions and the final aspect with its dimensions.

Keywords

Multilayer antenna, feeding network, parallel network, circular polarization, rectangular waveguide, Gap Waveguide, Ridge Waveguide, Groove Gap Waveguide, Ridge Gap Waveguide.

Agradecimientos

La verdad, es mucho más fácil realizar el contenido objetivo del TFG que escoger las palabras adecuadas para agradecer a la gente que me ha ayudado directa e indirectamente en él como en mi paso (a trompicones) por el grado en sí. La gratitud es algo que se demuestra día a día, por lo que hay que darles la importancia justa y necesaria a estas palabras. Aun así, quiero dedicar unas palabras a esta gente. AVISO: Se avecina chapa.

Debo empezar por mi tutor, José Luis. Me has ofrecido la oportunidad de aportar mi granito de arena al grupo RFCAS con este trabajo. Has soportado informes (con calidad cuestionable y chistes malos para ver si los leías), tutorías, quebraderos de cabeza de dimensiones y fórmulas, y aun así, no ha habido ni una vez que no me hayas dirigido hacia un nuevo camino a seguir, siempre con ganas y dedicación. Muchísimas gracias, por todo.

No figura tu nombre en el TFG (por motivos burocráticos). Soportando los mismos informes, te he sacado de su laboratorio para avasallarte con más dudas y siempre me has aportado soluciones, con ganas de ayudar. Además, hiciste de salvoconducto para que José Luis me ofreciera este TFG (espero que no hayas tenido represarías por ello). Mi hermano tuvo la suerte de tenerte como compañero, y yo he tenido la suerte de tenerte como “tutor”. Muchísimas gracias, Eduardo García Marín (Ya figura tu nombre, solucionado).

Gracias a mis compañeros de universidad, aquellos que han soportado mis chascarrillos o mis charlas, aquellos que me acompañaban a por un café y una palmera para aguantar el día, aquellos con los que de algo malo como un suspenso, podíamos reírnos y seguir sacando la carrera adelante. También a mis amigos fuera de la universidad, con su compañía podía evadirme de los problemas que iban apareciendo. Todo ha ido sobre ruedas junto a vosotros.

Muchas gracias, Ainhoa. No sé lo que nos deparará el futuro, pero si algo sé es que en el presente, tanto para escribir este trabajo como terminar las asignaturas del grado, han sido más fáciles gracias a ti. Te has alegrado tanto como yo de mis éxitos y me has ayudado a levantarme en mis tropiezos. De todo corazón, gracias.

Muchas gracias a mis abuelos, por darme de comer de vez en cuando, por contarme batallitas, hablar de historia, de vuestro pasado, del futuro, y de mil cosas más. También quiero dar las gracias a mi tío, un referente del trabajo y el esfuerzo. He podido disfrutar de vuestra compañía durante el grado, y eso para mí es motivo suficiente de gratitud.

Muchísimas gracias a mi hermano, Gabriel. Has sido desde siempre el que iba abriendo el camino y yo te he ido siguiendo, porque la verdad es que no hay mejor camino a seguir que el tuyo. Ojalá algún día pueda devolverte el favor. Gracias, de verdad.

A mis padres. A parte de haber garantizado mi existencia (literalmente), habéis hecho todo lo posible por que no me faltase de nada, habéis soportado diferentes rachas buenas y malas, y habéis seguido confiando en mí (a pesar de los tropiezos), conduciéndome hasta lo logrado a día de hoy (y más). Jamás os podré agradecer lo suficiente.

Y finalmente, al lector. Uno no pone cariño y esfuerzo a un trabajo si solo sirve para obtener una nota y que se quede en el olvido. Gracias y espero que obtengas lo que buscas de él, ya sea información, inspiración, o entretenimiento.

INDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	1
1.1	Motivación.....	1
1.2	Objetivos.....	2
1.3	Organización de la memoria.....	3
2	Estado del arte.....	5
2.1	Principios básicos de una antena.....	5
2.1.1	Definición de antena.....	5
2.1.2	Diagrama de radiación.....	5
2.1.3	Ganancia y directividad.....	6
2.1.4	Polarización.....	6
2.2	Parámetros de dispersión (Parámetros S).....	7
2.3	Arrays de antenas.....	8
2.4	Redes de alimentación.....	9
2.5	Conceptos necesarios de medios de transmisión.....	9
2.5.1	Modos de propagación.....	9
2.5.2	Adaptación de impedancias. Transformador $\lambda/4$	11
2.6	Teoría de guías de onda en tecnología Ridge Waveguide.....	12
2.6.1	Modos de propagación.....	13
2.6.2	Frecuencia de corte del modo fundamental.....	13
2.6.3	Impedancia característica.....	15
2.7	Teoría de guías de onda en tecnología Gap Waveguide.....	16
2.7.1	Groove Gap Waveguide.....	17
2.7.2	Ridge Gap Waveguide.....	18
2.7.3	Microstrip Gap Waveguide.....	18
3	Diseño de una red de alimentación en tecnología Ridge Gap Waveguide para agrupación de antenas de cavidad.....	19
3.1	Consideraciones previas.....	19
3.1.1	Antena objetivo.....	19
3.1.2	Limitaciones topológicas de la red.....	20
3.1.3	Red de alimentación: Pines de la estructura EBG.....	21
3.1.4	Red de alimentación: Guías en RGW.....	22
3.2	Diseño y resultados de las redes de alimentación parciales en RGW.....	24
3.2.1	Subred 2x2 y subred 2x2 opuesta.....	24
3.2.2	Subred 2x4.....	26
3.2.3	Subred 4x4.....	29
3.2.4	Subred 4x8.....	30
3.2.5	Red de alimentación final 8x8. Transición de entrada en WR-51 a RGW... 32	
3.3	Transición de RGW a elementos radiantes de la antena. Integración en subarrays de antenas 2x2 a 4x8.....	34
3.4	Antena final completa.....	37
4	Conclusiones y trabajo futuro.....	41
4.1	Conclusiones.....	41
4.2	Trabajo futuro.....	42
	Referencias.....	43
	Glosario.....	45
	Anexos.....	I
A.	CST Microwave Studio.....	I
A.1	Time Domain Solver.....	I
A.2	Eigen-mode Solver.....	II

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 1-1: EVOLUCIÓN DEL NÚMERO DE SUSCRIPCIONES A DIFERENTES SERVICIOS DESDE 2005 HASTA 2020.	1
FIGURA 2-1: ELIPSE DE POLARIZACIÓN GENÉRICA.	7
FIGURA 2-2: RED DE N PUERTAS. ONDAS REFLEJADAS E INCIDENTES.	7
FIGURA 2-3: SIMILITUD ENTRE PLACAS PARALELAS (IZQUIERDA) Y GUÍA DE ONDA (DERECHA).	10
FIGURA 2-4: TRANSFORMADOR $\lambda/4$	12
FIGURA 2-5: MODELOS DE RW RECTANGULAR TÍPICOS. DOS LISTONES O <i>RIDGES</i> (IZQUIERDA), UN <i>RIDGE</i> (DERECHA).	12
FIGURA 2-6: COMPARACIÓN DE LOS CAMPOS E EN RW (IZQUIERDA) Y MICROSTRIP (DERECHA). ..	13
FIGURA 2-7: COMPARACIÓN DE LOS MODOS Y ANCHOS DE BANDA MONOMODO DE UNA GUÍA RECTANGULAR WR-51 Y UNA GUÍA RW CON DIMENSIONES DADAS Y RELACIONES $S/A = 0.5$ Y $D/B = 0.4$	13
FIGURA 2-8: GRÁFICA DE ESPACIO DE CORTE MEDIANTE EL USO DE LA FÓRMULA (2.22) EN FUNCIÓN DE LAS RELACIONES S/A Y D/B EN UNA GUÍA RW SIMPLE CON RELACIÓN $B/A = 0.4$. ..	14
FIGURA 2-9: GRÁFICAS DE IMPEDANCIAS CARACTERÍSTICAS DE LA FÓRMULA (2.24) EN FUNCIÓN DE LAS RELACIONES S/A Y D/B EN UNA GUÍA RW SIMPLE CON RELACIÓN $B/A = 0.4$	15
FIGURA 2-10: SUPERFICIE DE TIRAS PEC Y PMC Y CÓMO ACTÚAN COMO SUPERFICIES SOFT Y HARD.	16
FIGURA 2-11: CONCEPTO DE PEC SOBRE PMC.	17
FIGURA 2-12: DIMENSIONES DE LOS PINES (CELDA UNIDAD).	17
FIGURA 2-13: GGW CON POLARIZACIÓN VERTICAL.	18
FIGURA 2-14: RGW CON POLARIZACIÓN VERTICAL.	18
FIGURA 2-15: MGW.	18
FIGURA 3-1: CAPAS DE LA ANTENA OBJETIVO.	19
FIGURA 3-2: ANTENA 8X8 CON SEPARACIONES ENTRE ELEMENTOS Y OTRAS LIMITACIONES DE ESPACIO.	20
FIGURA 3-3: DIAGRAMAS DE DISPERSIÓN DE LOS PINES 1 – 4 ESTUDIADOS.	21
FIGURA 3-4: DIAGRAMA DE DISPERSIÓN DE LA GUÍA RGW BAJO ESTUDIO, SU ANÁLOGO EN RW, Y MODO TEM.	22

FIGURA 3-5: TRASMISIÓN DEL PUERTO 1 HASTA EL RESTO DE PUERTAS CON UNA Y DOS HILERAS DE PINES DE SEPARACIÓN ENTRE GUÍAS.....	23
FIGURA 3-6: ESQUEMA DE DISEÑO DE LA SUBRED 2X2 ORIGINAL (IZQUIERDA) Y DE LA OPUESTA (DERECHA), VISTA SUPERIOR.....	25
FIGURA 3-7: ADAPTACIÓN DE LAS SUBREDES 2X2 EN dB Y EN CARTA DE SMITH.....	25
FIGURA 3-8: DISTRIBUCIÓN DE PARÁMETROS S DE TRANSMISIÓN DE LAS SUBREDES 2X2 EN AMPLITUD Y EN FASE.	26
FIGURA 3-9: ESQUEMA DE DISEÑO DE LA SUBRED 2X4, VISTA SUPERIOR	27
FIGURA 3-10: ADAPTACIÓN DEL SUBARRAY 2X4 EN dB Y EN CARTA DE SMITH.....	27
FIGURA 3-11: PARÁMETROS S DE TRANSMISIÓN DE LA SUBRED 2X4 EN AMPLITUD Y EN FASE.	28
FIGURA 3-12: SUBRED DE ALIMENTACIÓN 2X4 DISEÑADA. SUBRED 2X2 ORIGINAL (IZQUIERDA) Y SUBRED 2X2 OPUESTA (DERECHA).....	28
FIGURA 3-13: ESQUEMA DE DISEÑO DE 4X4, VISTA SUPERIOR AMPLIADA.	29
FIGURA 3-14: ADAPTACIÓN DE LA SUBRED 4X4 EN dB Y EN CARTA DE SMITH.	29
FIGURA 3-15: PARÁMETROS S DE TRANSMISIÓN DE LA SUBRED 4X4 EN AMPLITUD Y EN FASE.	30
FIGURA 3-16: ESQUEMA DE DISEÑO DE LA SUBRED 4X8, VISTA SUPERIOR.	31
FIGURA 3-17: ADAPTACIÓN DE LA SUBRED 4X8 EN dB Y EN CARTA DE SMITH.	31
FIGURA 3-18: PARÁMETROS S DE TRANSMISIÓN DE LA SUBRED 4X8 EN AMPLITUD Y EN FASE.	31
FIGURA 3-19: RED DE ALIMENTACIÓN FINAL 8X8. ZOOM HACIA DISPOSICIONES DE LA SUBRED 4X8 Y SUBREDES 4X4.....	32
FIGURA 3-20: ESQUEMA DE DISEÑO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN FINAL 8X8, VISTA SUPERIOR EN DETALLE DE LA ENTRADA.	33
FIGURA 3-21: ADAPTACIÓN DE LA RED COMPLETA 8X8 EN dB Y EN CARTA DE SMITH.	33
FIGURA 3-22: PARÁMETROS S DE TRANSMISIÓN DE LA RED FINAL 8X8 EN AMPLITUD Y EN FASE. ...	34
FIGURA 3-23: ESQUEMA DE DISEÑO LA TRANSICIÓN RGW A ELEMENTO RADIANTE: VISTA 3D (ARRIBA), VISTA SUPERIOR (ABAJO IZQUIERDA) Y VISTA FRONTAL (ABAJO DERECHA).	35
FIGURA 3-24: ADAPTACIÓN DE LAS ANTENAS 2X2, 2X4, 4X4 Y 4X8 EN dB Y EN CARTA DE SMITH.	35
FIGURA 3-25: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LAS ANTENAS PARCIALES 2X2, 2X4, 4X4 Y 4X8, A 17 GHZ.	36
FIGURA 3-26: RELACIÓN AXIAL DE LAS ANTENAS 2X2, 2X4, 4X4 Y 4X8.	37

FIGURA 3-27: ANTENA MULTICAPA FINAL CON CORTES DEL MONITOR DE CAMPO LEJANO (IZQUIERDA). RED DE ALIMENTACIÓN FINAL (DERECHA).	37
FIGURA 3-28: ADAPTACIÓN DE LA ANTENA FINAL 8X8 EN dB Y EN CARTA DE SMITH.....	38
FIGURA 3-29: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA ANTENA FINAL 8X8 A 17 GHZ.	38
FIGURA 3-30: RELACIÓN AXIAL DE LA ANTENA FINAL 8X8.	39
FIGURA A-1: INTERFAZ DE DISEÑO DE CST	I
FIGURA A-2: PUERTOS DE UNA SIMULACIÓN EN TIME DOMAIN SOLVER.	II
FIGURA A-3: CONDICIONES DE CONTORNO PARA EIGEN-MODE SOLVER.	III
FIGURA A-4: ESPECIFICACIÓN DE BARRIDO DE FASE PARA LOS EJES PERIÓDICOS.	III

INDICE DE TABLAS

TABLA 2-1: BANDAS DE FRECUENCIA KA, K Y KU.....	5
TABLA 2-2: RESUMEN DE MODOS DE PROPAGACIÓN EN PLACAS PARALELAS.....	10
TABLA 2-3: SUPERFICIES AMC Y SU ESTADO DE PROPAGACIÓN [7].	16
TABLA 3-1: DIFERENTES ESPACIADOS Y DIMENSIONES DE LAS CAVIDADES DE LA ANTENA.	21
TABLA 3-2: DIMENSIONES DE LOS PINES ESTUDIADOS CON $B = 5.5$ MM Y $DP = 5$ MM.....	21
TABLA 3-3: DIMENSIONES DE LA GUÍA RGW BAJO ESTUDIO.	22
TABLA 3-4: ESTUDIO DE LA FRECUENCIA DE CORTE DIFERENTES GUÍAS RGW Y RW (G1 – G9) CON ALTURA $B = 5.5$ MM. SIMULACIONES Y FÓRMULAS TEÓRICAS DE RW 2.16 Y 2.22	23
TABLA 3-5: DIMENSIONES DE LOS DIFERENTES TRAMOS Y LONGITUDES RELEVANTES EN LOS DISEÑOS DE LAS SUBREDES 2X2. OR (ORIGINAL) Y OP (OPUESTA).....	24
TABLA 3-6: DESCOMPENSACIÓN EN AMPLITUD Y DESFASE ENTRE PUERTOS PARA LAS SUBREDES 2X2 DISEÑADAS EN DIFERENTES FRECUENCIAS DE LA BANDA DE TRABAJO. ADAPTACIÓN EN % DE BANDA.....	26
TABLA 3-7: DIMENSIONES DE LOS DIFERENTES TRAMOS Y LONGITUDES RELEVANTES EN EL DISEÑO DE LA SUBRED 2X4.....	26
TABLA 3-8: DESCOMPENSACIÓN EN AMPLITUD Y DESFASE ENTRE PUERTOS PARA LA SUBRED 2X4 DISEÑADA EN DIFERENTES FRECUENCIAS DE LA BANDA DE TRABAJO. ADAPTACIÓN EN % DE BANDA.....	28
TABLA 3-9: DIMENSIONES DE LOS DIFERENTES TRAMOS Y LONGITUDES RELEVANTES EN EL DISEÑO DE LA SUBRED 4X4.....	29
TABLA 3-10: DESCOMPENSACIÓN EN AMPLITUD Y DESFASE ENTRE PUERTOS PARA LA SUBRED 4X4 DISEÑADA EN DIFERENTES FRECUENCIAS DE LA BANDA DE TRABAJO. ADAPTACIÓN EN % DE BANDA.....	30
TABLA 3-11: DIMENSIONES DE LOS DIFERENTES TRAMOS Y LONGITUDES RELEVANTES EN EL DISEÑO DE LA SUBRED 4X8.	30
TABLA 3-12: DESCOMPENSACIÓN EN AMPLITUD Y DESFASE ENTRE PUERTOS PARA LA SUBRED 4X8 DISEÑADA EN DIFERENTES FRECUENCIAS DE LA BANDA DE TRABAJO. ADAPTACIÓN EN % DE BANDA.....	32
TABLA 3-13: DIMENSIONES DE LOS DIFERENTES TRAMOS Y LONGITUDES RELEVANTES EN EL DISEÑO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN FINAL 8X8.....	32
TABLA 3-14: DESCOMPENSACIÓN EN AMPLITUD Y DESFASE ENTRE PUERTOS PARA LA RED FINAL 8X8 DISEÑADA EN DIFERENTES FRECUENCIAS DE LA BANDA DE TRABAJO. ADAPTACIÓN EN % DE BANDA.....	34

TABLA 3-15: DIMENSIONES DE LA TRANSICIÓN DE RGW A ELEMENTO RADIANTE DISEÑADA.....	35
TABLA 3-16: PORCENTAJE DE BANDA POR DEBAJO DE -15 Y -10 DB DE LAS ANTENAS 2X2, 2X4, 4X4 Y 4X8.....	36
TABLA 3-17: GANANCIA REALIZADA, Y SLL DE AMBOS PLANOS $\phi = 0$ Y $\phi = 90$ A 17 GHZ DE LAS ANTENAS 2X2, 2X4, 4X4 Y 4X8.....	36
TABLA 3-18: GANANCIA REALIZADA, Y SLL DE AMBOS PLANOS $\phi = 0$ Y $\phi = 90$ DE LA ANTENA FINAL 8X8 A 17 GHZ. ADAPTACIÓN EN % DE BANDA.....	38
TABLA A-1: ESPECIFICACIONES DE CONDICIONES DE CONTORNO PARA PINES Y GUÍAS RGW EN ESTE TFG.	II

1 Introducción

1.1 Motivación.

Con el avance implacable de la tecnología que estamos viviendo, las comunicaciones móviles se han convertido ya en algo imprescindible para nuestro día a día. Tenemos un teléfono móvil siempre al alcance de nuestra mano, y con la cantidad de facilidades y posibilidades que éstos nos otorgan, su uso cada vez es mucho mayor. Gracias a un estudio de la ITU (*International Telecommunications Union*) [1] podemos ver el número de suscripciones en cada uno de los servicios de comunicaciones siguientes.

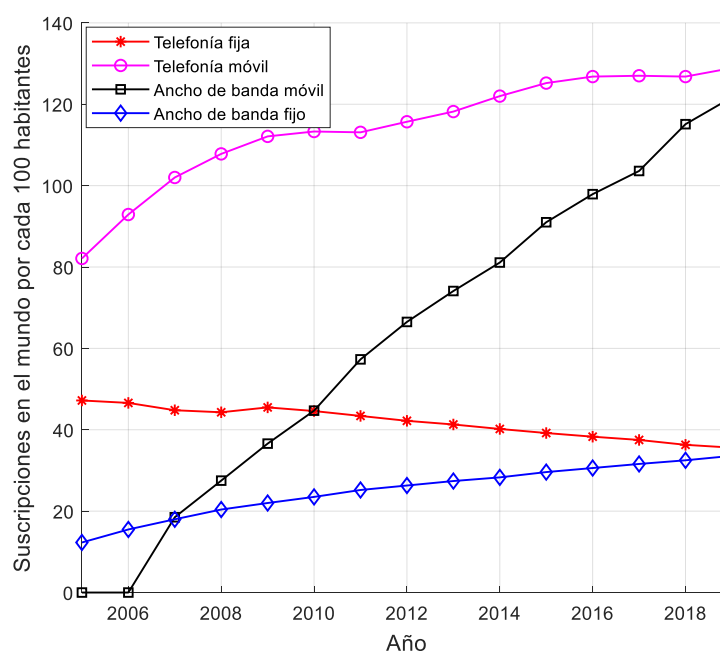


Figura 1-1: Evolución del número de suscripciones a diferentes servicios desde 2005 hasta 2020.

Como se puede apreciar, el auge de la comunicación móvil y su dominio va siendo cada vez más y más claro. Se espera que siga creciendo los próximos años. Está claro que desde 2005 hasta la actualidad, hemos pasado por diferentes generaciones. En cuanto a telefonía y banda ancha móvil, la generación 3G fue la primera en ofrecer una conectividad a internet móvil, y ha cogido una repercusión importante, creciendo hasta el 4G y su versión más avanzada, el 4G+. Sin embargo, ha ido surgiendo el 5G, que es posible que ofrezca más velocidad y capacidad para comunicaciones masivas de máquina a máquina y para proporcionar un servicio de baja latencia y alta fiabilidad en aplicaciones donde el tiempo es un factor esencial. La velocidad máxima teórica del 4G+ es de 300Mbps mientras que la velocidad real de las conexiones de 5G para usuarios podría llegar a picos de unos 1000 Mbps.

Como no puede ser de otra manera, el 5G ha de ser alojado en un espectro radioeléctrico. Para la quinta generación de móviles se ha establecido en 3.5GHz, pero también se está experimentando en frecuencias como 26 o 38GHz. El 5G tiene numerosas ventajas que ofrecernos: Transporte de grandes volúmenes de datos a velocidades mucho más altas,

conexión fiable de un enorme número de dispositivos, procesamiento de ingentes volúmenes de datos con un retardo mínimo [2]... Sin embargo, estas frecuencias tan altas implican longitudes de onda muy pequeñas del orden de milímetros, por lo que estaríamos hablando de conexiones de corto alcance, que se concentrarían posiblemente en ciudades muy concurridas (*hotspots*) y a nivel de implementación de la tecnología, también requiere que una tecnología milimétrica.

La tecnología a emplear es del orden de los milímetros, ya sean antenas, redes de alimentación, entre otros. En los diseños de estos elementos, se suele emplear la tecnología impresa con circuitos multicapa (*MicroSrip*, *Stripline*...), que tiene la ventaja de ser muy compacta. Sin embargo, para altas frecuencias, estas tecnologías introducen demasiadas pérdidas, y por ello es más conveniente usar guías de onda. El problema de las guías de onda es que su volumen es muy grande y no se suele disponer del espacio necesario para implementar redes en paralelo que permitan mantener las características en banda ancha del elemento a diseñar, por ejemplo, una antena. Al tener que trabajar a altas frecuencias, más pequeña será la tecnología, y por ende más difícil es asegurar estos contactos perfectos mediante el uso de guías de onda convencionales con paredes metálicas, ya que ni técnicas tan sencillas como la unión con tornillos son viables, dado a que ni caben, por lo que se pueden introducir escapes y producir pérdidas de transmisión.

Es aquí donde entran en juego tecnologías de líneas de transmisión como la *Gap Waveguide* (GW). Esta tecnología ha sido propuesta como una alternativa para solventar el problema de los contactos previamente descrito. La *Groove Gap Waveguide* (GGW) es una de estas alternativas, estudiada en [3] para su implementación en la antena objetivo a 17GHz. Sin embargo, esta tecnología sigue muy limitada en dimensiones, y como se ve en el documento, son necesarios por temas puramente de limitación tecnológica, dos capas en la red de alimentación, además de ser más difícil de rediseñar para lograr unos niveles de adaptación aceptables. Es aquí donde entra en juego la *Ridge Gap Waveguide* (RGW).

Ridge Gap Waveguide es una tecnología que mezcla las virtudes de un *Ridge Waveguide* (RW) con las de una GW, obteniendo dimensiones más pequeñas para que la red de alimentación sea más pequeña, aprovechar mejor el espacio y asegurar que no haya pérdidas de transmisión, pudiéndose implementar en los dispositivos 5G que servirán para multitud de aplicaciones como: Edificios y hogares inteligentes, ciudades inteligentes, vídeo 3D, trabajo y juegos en la nube, cirugía a distancia, realidad virtual y aumentada, comunicaciones masivas entre máquina a máquina para la industria de la automoción y los vehículos sin conductor, etc...

1.2 Objetivos.

El objetivo de este trabajo es estudiar y diseñar una red de alimentación en tecnología *Ridge Gap Waveguide*. Esta red se va a diseñar con el objetivo de ser implementada en una antena ya diseñada en el grupo RFCAS, con polarización circular, con una frecuencia de trabajo de 17GHz (dentro de la banda Ku), con un ancho de banda de trabajo de 16 a 18GHz. La red de alimentación tendrá una configuración en paralelo y los elementos radiantes serán alimentados uniformemente tanto en amplitud como en fase. Se diseñará parcialmente cada elemento de la red de alimentación en tecnología *Ridge Waveguide*, y posteriormente se le sustituirán las paredes laterales por sus respectivas camas de pines típicas de la *Gap Waveguide*, dando como resultado la red de alimentación en *Ridge Gap Waveguide*.

Los principales retos que plantea este trabajo son los siguientes:

- Estudiar y entender el funcionamiento de la tecnología *Ridge Gap Waveguide*, y analizar sus virtudes y sus flaquezas, siendo este trabajo el primero en el que se utiliza esta tecnología en este grupo de investigación.
- Al ser una antena multicapa, solventar los problemas de contacto entre capas mediante la tecnología *Gap Waveguide*.
- Realizar los diseños para que se ajusten a las limitaciones de espacio de una antena objetivo como la previamente mencionada.
- Mejorar las dimensiones de la red de alimentación respecto a la ya diseñada en tecnología GGW en [3]. Esto es, principalmente, lograr una red de alimentación en una única capa y mantener unos aspectos de adaptación, y distribución de potencia en amplitud y fase satisfactorios.
- Diseñar una transición de RGW a cavidad radiante. Estudiar los resultados obtenidos mediante la integración de la red de alimentación en la antena objetivo.

1.3 Organización de la memoria.

La memoria de este trabajo se estructura de la siguiente forma:

- Capítulo 1: Introducción, motivación, objetivos y organización de la memoria de este trabajo.
- Capítulo 2: Estado del arte. Se tratan las características esenciales de una antena, redes de alimentación, arrays de antenas, y conceptos básicos de medios de transmisión. Se introducen las tecnologías *Ridge Waveguide* y *Gap Waveguide*, así como sus características.
- Capítulo 3: Diseño de una red de alimentación en *Ridge Gap Waveguide* (RGW) para una agrupación de antenas de cavidad. Consideraciones de espacio disponible de diseño, pines de la estructura EBG (*Electromagnetic Band Gap*, estructura por la que no habrá propagación del campo eléctrico y funciona como “pared metálica”) utilizados y guías RGW utilizadas. Diseño de la red de alimentación paso a paso mediante subredes de menor tamaño. Diseño de una transición de RGW a cavidad radiante, e integración en una antena 2x2 y 4x4 con elementos radiantes idénticos a la antena objetivo. Integración de la antena 8x8 final.
- Capítulo 4: Conclusiones y trabajo futuro. Conclusiones sacadas de los resultados de las simulaciones en comparación a trabajos previos. Posibles mejoras y líneas de investigación futuras.

2 Estado del arte

2.1 Principios básicos de una antena.

2.1.1 Definición de antena.

Una antena se define en el diccionario de Webster como “un dispositivo metálico (como una barra o alambre) para radiar o recibir ondas electromagnéticas”, tal y como se dice también en el IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineering*). En otras palabras, la antena es la estructura de transición entre el espacio libre y el dispositivo de guía, y lógicamente su deber es adaptar esta transición de la mejor forma posible. El dispositivo de guía puede ser de diversas tecnologías (un cable coaxial, una guía de onda...) y este se usa para transportar la energía electromagnética desde la fuente de transmisión hasta la antena [4]. Las antenas son diseñadas para que trabajen de forma eficiente en un determinado ancho de banda centrado a una frecuencia de trabajo.

Bandas de frecuencias.

Existen diferentes intervalos de frecuencias del espectro electromagnético, llamados bandas de frecuencia. Los diferentes aspectos que abarcan las radiocomunicaciones están distribuidos por estas bandas (televisión, radio FM/AM, telefonía móvil), en especial por la banda de las microondas, que va desde 1 GHz hasta 300 GHz. Su uso está regulado por la Unión Internacional de Telecomunicaciones. Cabe destacar que cuanto mayor sea la banda que usemos, las dimensiones de la tecnología que apliquemos se van reduciendo, ya que la longitud de onda está directamente ligada a la frecuencia de trabajo. En este TFG se partirá de un diseño para una antena en banda Ku ($f_0 = 17$ GHz), pero los resultados obtenidos podrían extrapolarse para antenas en bandas propias de la tecnología 5G (26 y 38 GHz, bandas K y Ka respectivamente).

Banda	Rango de frecuencias	Longitud de onda
Ku	12 – 18 GHz	2.5 – 1.66 cm
K	18 – 27 GHz	1.66 – 1.11 cm
Ka	27 – 40 GHz	11.1 – 7.5 mm

Tabla 2-1: Bandas de frecuencia Ka, K y Ku.

2.1.2 Diagrama de radiación.

Se conoce como diagrama de radiación a la representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales θ y ϕ (de sus coordenadas esféricas). Gracias a estos diagramas podemos conocer una serie de elementos en los que se ha de prestar especial atención a la hora de diseñar una antena. Estos son:

- Lóbulo principal: Es el margen angular en torno a la dirección de máxima radiación. Define la dirección de máximo apuntamiento.
- Dirección de máximo apuntamiento: Es la dirección de máxima radiación.

- Lóbulos secundarios: Son el resto de máximos relativos, de valor inferior al principal.
- Anchos de haz: Tenemos el ancho de haz a 3dB ($\Delta\theta_{-3dB}$), es decir, la separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma el valor mitad del máximo; y el ancho de haz entre nulos ($\Delta\theta_n$), que es la separación angular de las direcciones del espacio en las que el lóbulo principal toma un valor mínimo.
- Nivel de lóbulos secundarios (*Side Lobe Level, SLL*): Es la relación de potencia entre el máximo del lóbulo principal y el lóbulo secundario más elevado. Conviene que sea un valor cuanto más pequeño mejor, ya que si obtenemos lóbulos secundarios muy elevados, puede introducir interferencias.

2.1.3 Ganancia y directividad.

La directividad se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección, $U(\theta, \phi)$, con respecto a la intensidad de radiación que la antena tendría en todas las direcciones (U_0), es decir, la potencia radiada en todas direcciones. Suponiendo condiciones de campo lejano, este valor se puede despejar de la siguiente ecuación:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.1)$$

La directividad nos da una idea de la manera en la que la antena distribuye la potencia que radia en todas las direcciones del espacio. Por otro lado pero ligado a la directividad tenemos la ganancia, que es el cociente entre la intensidad de radiación en una dirección determinada y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que aceptara la misma potencia de entrada que la antena bajo estudio:

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} \quad (2.2)$$

Esta ganancia tiene en cuenta las pérdidas de potencia en los metales y dieléctricos empleados, pero no tiene en cuenta las pérdidas por desadaptación de la antena.

2.1.4 Polarización.

La polarización del campo radiado por una antena se define como la figura que traza el extremo del vector del campo en función del tiempo para una dirección fija, así como el sentido de giro de este extremo. Se supone que la polarización es vista por un observador desde la antena.

La figura resultante es, por lo general, una elipse, aunque bajo ciertas condiciones se puede llegar a una recta o una circunferencia. Esta elipse posee una característica fundamental, la relación axial o *axial ratio* (AR) el cociente entre el eje mayor y el eje menor de la elipse de polarización, es decir

$$AR = \frac{M}{N}, \quad 1 < AR < \infty \quad (2.3)$$

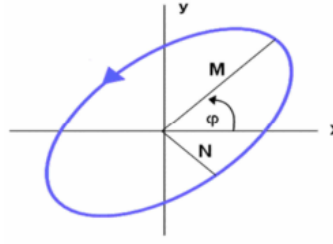


Figura 2-1: Elipse de polarización genérica.

Aunque en un caso general la forma es la descrita en forma de elipse, existen 2 casos de interés:

- Polarización lineal: Esta es si la figura trazada en el tiempo es un segmento. Esta polarización puede ser tanto vertical como horizontal, o incluso estar inclinada. Su relación axial es ∞ .
- Polarización circular: Esta consiste en que el campo radiado forma una circunferencia. Dependiendo del sentido de giro, puede ser a derechas o a izquierdas. Su relación axial es 1.

2.2 Parámetros de dispersión (Parámetros S).

En los circuitos de radiofrecuencia, sobre todo en los medios que no siguen un modo TEM, y se hace un problema mayor cuanto más grande sea la frecuencia, es muy difícil medir, definir impedancias, voltajes y corrientes, por lo que estos parámetros se convierten casi en una abstracción [5]. Es aquí donde entran en juego los parámetros S (*Scattering parameters*), que sirven a cualquier frecuencia ya que no necesitan ningún tipo de consideración adicional. Estos se basan simplemente en los niveles de potencia que se perciben en los terminales de los puertos según unas ondas de tensión incidente (a_i) y reflejada (b_i)

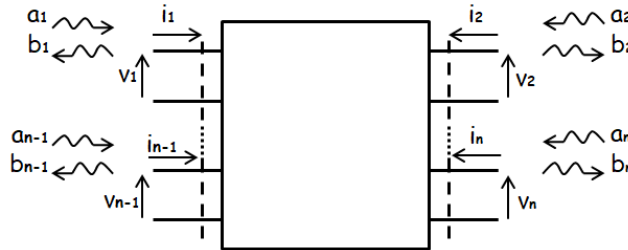


Figura 2-2: Red de N puertos. Ondas reflejadas e incidentes.

v_i es el voltaje de entrada, i_i es la corriente de entrada y Z_{0i} , la impedancia de referencia en cada una de las puertos que tenga. Con estos datos podemos obtener las ondas incidentes y reflejadas:

$$a_i = \frac{v_i + Z_{0i}i_i}{\sqrt{8\text{Re}[Z_{0i}]}} \quad b_i = \frac{v_i - Z_{0i}^*i_i}{\sqrt{8\text{Re}[Z_{0i}]}} \quad (2.4)$$

Entonces, estas ondas de potencia quedarán relacionadas en la conocida matriz de parámetros S:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ x \\ x \\ x \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & x & x & S_{1n} \\ S_{21} & x & x & x & x \\ x & x & x & x & x \\ x & x & x & x & x \\ S_{n1} & x & x & x & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ x \\ x \\ x \\ a_n \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

De esta matriz, se deducen entonces los valores de los parámetros S:

$$S_{ji} = \frac{b_j}{a_i} \Big|_{a_k=0, k \neq i} \quad (2.6)$$

Para que las ondas incidentes $a_k = 0, k \neq i$ sean nulas, sencillamente se debería cargar cada una de las puertas con su impedancia de referencia Z_{0i} . Ahora, podemos dar un significado a cada uno de estos parámetros:

$$|S_{ii}|^2 = \frac{\text{Potencia reflejada en la puerta } i}{\text{Potencia disponible del generador en la puerta } i}$$

$$|S_{ji}|^2 = \frac{\text{Potencia reflejada en la puerta } j}{\text{Potencia disponible del generador en la puerta } i}, j \neq i$$

De esta manera, damos nombre a los parámetros S. Los parámetros S_{ii} son llamados coeficientes de reflexión, que nos indican en qué medida está de bien adaptada la entrada i , es decir cuánto nivel de onda reflejada existirá (perdidas de retorno). Por otro lado, los parámetros S_{ji} son los llamados coeficientes de transmisión. Estos nos indican si se producen pérdidas de potencia, ya pueden ser por razones como desadaptación, material, o escapes, entre otras razones (pérdidas de inserción).

2.3 Arrays de antenas.

Se define como *array* de antenas a un conjunto de dos o más antenas ordenadas de forma que, en su conjunto, se comportan como una única antena con características propias. Por lo tanto, un *array* quedará definido por cada una de las características individuales (la disposición, corrientes de alimentación, diagrama de radiación...) de cada uno de los elementos que lo conformen. Con el objetivo de lograr un diagrama de radiación determinado, se hace uso de una serie de parámetros básicos de diseño que pueden ofrecer diferentes prestaciones:

- Amplitud de alimentación de cada elemento.
- Fase de alimentación de cada elemento.
- Posición relativa entre elementos.
- Posición geométrica de los elementos del *array*.
- Diagrama de radiación individual.

En función de la posición geométrica de los elementos del *array*, tenemos tres distribuciones típicas de *arrays* de antenas: *Arrays* lineales (los elementos del *array* se disponen en un eje), *arrays* planos (los elementos se disponen en un plano, por ejemplo, el plano XY) y *arrays* conformados (los elementos se disponen sobre formas específicas como cilindros, esferas, etc...).

2.4 Redes de alimentación.

La red de alimentación es la encargada de que cada elemento radiante de un *array* tenga los coeficientes de alimentación en modulo y fase correctos, con los que se suele manejar la forma de lóbulo principal y el nivel de los lóbulos secundarios (por lo general con el módulo) y su apuntamiento (por lo general con la fase). Existen dos maneras clásicas de alimentar cada uno de los elementos radiantes de la antena:

- Alimentación en serie: Suele tener la principal ventaja de ocupar un espacio más reducido, ya que con poner los elementos radiantes en una línea es suficiente. Sin embargo, suele presentar unos resultados menos satisfactorios. Suelen sufrir desapuntamiento de su lóbulo principal en el diagrama de radiación para frecuencias diferentes a las de diseño. Esto se debe al desfase entre elementos, que modifica el apuntamiento, ya que al cambiar la frecuencia, este desfase también varía, provocando dicho desapuntamiento. Debido a esto, los *arrays* alimentados en serie suelen tener anchos de banda muy reducidos, aun teniendo anchos de banda de adaptación aceptable mucho mayores.
- Alimentación en paralelo: Estas series no sufren el desapuntamiento al cambiar la frecuencia, ya que esta afecta a todos los elementos del *array* por igual. Sin embargo, estas redes suelen ocupar un mayor espacio, lo que puede llevar a elementos radiantes muy separados. Esto conlleva a un problema típico que son los lóbulos de difracción (una réplica del lóbulo principal).

2.5 Conceptos necesarios de medios de transmisión.

Uno de los grandes hitos en la historia de la ingeniería de microondas fue el desarrollo de medios de transmisión capaces de transmitir potencia a altas frecuencias con bajas pérdidas. Tenemos por un lado las líneas de transmisión, que por lo general son de tecnología impresa (*microstrip*, *stripline*...) y las guías de onda (rectangulares, cilíndricas...). Siempre se dispone de un conductor y un sustrato dieléctrico. La principal diferencia entre ambos tipos es que la guía de onda consiste en un conductor cerrado que encierra un sustrato (que por lo general, es aire), por lo que tiene unas pérdidas prácticamente nulas, mientras que las líneas de transmisión no es un conductor necesariamente cerrado, suelen ser dos conductores diferenciados, uno que actúa como cauce de corriente y otro como referencia de tensión (plano de masa), lo que hace que a medida que aumentamos la frecuencia, terminen introduciendo más pérdidas. Por otro lado, las tecnologías impresas son más baratas y suelen implicar menos problemas de fabricación, mientras que las guías de onda, en especial para frecuencias altas, tienen problemas para garantizar el perfecto encerramiento del sustrato entre las paredes de metal, y la fabricación se hace más costosa.

2.5.1 Modos de propagación.

Los diferentes modos por los que una onda electromagnética puede propagarse a través de un medio de transmisión se llaman modos de propagación. Las soluciones de las ecuaciones de Maxwell hacen que se puedan clasificar según las componentes vectoriales de los campos eléctrico y magnético [5].

- Modo Transversal Electromagnético (TEM): no hay ninguna componente longitudinal.
- Modos Transversales Eléctricos (TE): no hay ninguna componente longitudinal eléctrica.
- Modos Transversales Magnéticos (TM): no hay ninguna componente longitudinal magnética.
- Modos híbridos: hay componentes longitudinales tanto de campo eléctrico como de campo magnético.

Los modos híbridos están presentes en tecnologías como la fibra óptica. Los modos TE y TM son típicos de las guías de onda, mientras que los modos TEM son típicos de las líneas de transmisión, como el cable coaxial. Las líneas impresas por tener doble dieléctrico en realidad tienen los llamados modos quasi-TEM, es decir, tiene algo (aunque muy poca) componente longitudinal de campo eléctrico. Mayoritariamente es un modo TEM, pero no puro, como la *microstrip*. En una *stripline*, si es puro el modo TEM, porque solo hay un dieléctrico entre los conductores, así como en las guías de placas paralelas.

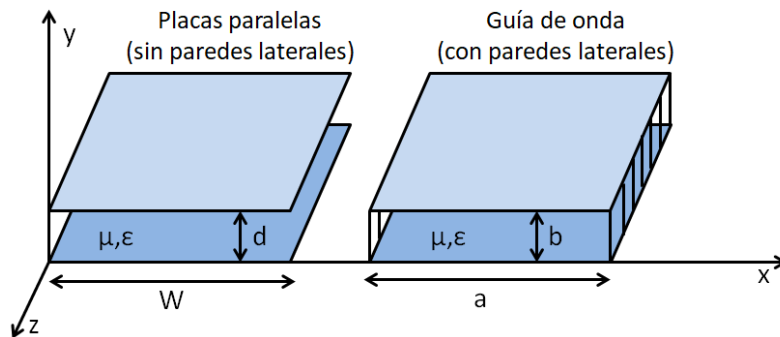


Figura 2-3: Similitud entre placas paralelas (izquierda) y guía de onda (derecha)

Parámetro	Símbolo	Modo TEM	Modo TM _n	Modo TE _n
Constante de propagación de una onda plana en el dieléctrico ($\mu\epsilon$)	k	$\omega\sqrt{\mu\epsilon} = \frac{2\pi}{\lambda}$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon} = \frac{2\pi}{\lambda}$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon} = \frac{2\pi}{\lambda}$
Número de onda	k_c	0	$n\pi/d$	$n\pi/d$
Constante de propagación	β	k	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$
Longitud de onda a la frecuencia de corte	λ_c	∞	$\frac{2\pi}{k_c} = \frac{2d}{n}$	$\frac{2\pi}{k_c} = \frac{2d}{n}$
Longitud de onda de un modo concreto	λ_g	$\frac{2\pi}{k}$	$\frac{2\pi}{\beta}$	$\frac{2\pi}{\beta}$
Impedancia	Z	$Z_{TEM} = \eta d/W$	$Z_{TM} = \eta\beta/k$	$Z_{TE} = \eta k/\beta$

Tabla 2-2: Resumen de modos de propagación en placas paralelas.

La tecnología de placas paralelas y las guías de onda rectangulares son similares. Esto se debe fundamentalmente a que una guía rectangular no deja de ser una estructura similar a la de placas paralelas, con la única excepción de que tiene otras dos placas paralelas perpendiculares a las anteriores cerrando y confinando una guía cerrada. Esto hace que se propaguen modos en un sentido y en otro, lo que puede dar lugar a la propagación de más de un modo a una frecuencia de trabajo determinada. En una guía de onda rectangular, en vez de valor de altura o separación entre placas d tendríamos b , y en lugar de anchura de las placas W tendríamos a , con lo que el número de onda k_c sería

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.7)$$

y es el que define la frecuencia de corte del modo TE_{mn} o TM_{mn} . Podemos así calcular las frecuencias de corte de cada modo ($f_{c_{mn}}$) con la siguiente ecuación:

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.8)$$

En una guía de onda cuyo sustrato es aire, tenemos que la velocidad de la luz es igual a

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = c_0 \quad (2.9)$$

Podemos también saber la longitud de onda de cada uno de estos modos, con la siguiente ecuación

$$\lambda_{g_{mn}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{mn}}}{f_0}\right)^2}} \quad (2.10)$$

donde

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \lambda_0 = \frac{c_0}{f_0} \quad (2.11)$$

Según las características geométricas de una guía de onda, se pueden propagar un modo o varios a la vez. Esto dependerá de la frecuencia a la que opere (f_0) y de las frecuencias de corte de los modos que puedan propagarse por él ($f_{c_{mn}}$). Si $f_{c_{mn}} < f_0$, habrá propagación, de lo contrario no habrá. Se denomina como modo fundamental al primer modo que se propaga por la guía y modo superior al primer modo que no se propaga por la guía. De esta manera, según el rango de frecuencias de trabajo tendremos una guía monomodo (sólo se propaga un modo) o multimodo (se propagan dos o más modos). Un parámetro de suma importancia de los medios es el llamado ancho de banda monomodo, que es aquel rango de frecuencias en el que se propagada, como se indica en su nombre, un único modo.

2.5.2 Adaptación de impedancias. Transformador $\lambda/4$.

Supongamos que queremos conectar dos impedancias diferentes, de modo que se logre máxima transferencia de potencia. Es decir:

$$\rho_{21} = \frac{Z_2 - Z_1^*}{Z_2 + Z_1} = 0 \quad (2.12)$$

Con esto lo que queremos conseguir, es que haya máxima transferencia de potencia logrando reducir las pérdidas de retorno (provocadas por la desadaptación). El método más sencillo para lograrlo es el adaptador o transformador $\lambda/4$. Recibe este nombre

precisamente porque la longitud de esta línea es de aproximadamente un cuarto de la longitud de onda. Es válido solo si las Z_1 y Z_2 son reales, lo que se da cuando las estructuras a adaptar tienen su modo fundamental en propagación.

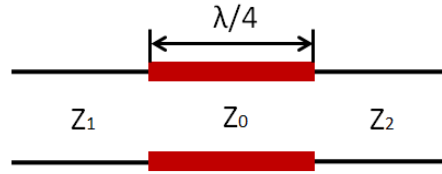


Figura 2-4: Transformador $\lambda/4$.

Sin embargo, el uso de un transformador $\lambda/4$ está sujeto a la condición

$$\beta \cdot l = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2} \quad (2.13)$$

Es importante destacar que esta condición, sólo se da en medios de transmisión cuyo modo fundamental es TEM, como se ve en la tabla 2-2. De esta forma, tenemos que

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z_2 \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) + jZ_0 \sin\left(\frac{\pi}{2}\right)}{Z_0 \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) + jZ_2 \sin\left(\frac{\pi}{2}\right)} = \frac{Z_0^2}{Z_2} \quad (2.14)$$

de donde podemos despejar la impedancia característica del adaptador

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 Z_2} \quad (2.15)$$

2.6 Teoría de guías de onda en tecnología Ridge Waveguide.

La tecnología de guías de onda *Ridge Waveguide* (RW) consiste en una guía rectangular con uno o más “postes o *ridges*” en su interior (aunque existen variaciones como guías cilíndricas que aplican esta tecnología). La ventaja principal de este tipo de guías es que se consiguen anchos de banda monomodo mucho más grandes, al separar su frecuencia de corte del modo fundamental de la frecuencia de corte del primer modo superior, eso sí, reduciendo considerablemente las dimensiones de su “análogo” en guía rectangular convencional. Por norma general, las RW tienen uno o dos postes como mucho, aunque existen multitud de combinaciones posibles con el fin de lograr unos objetivos u otros. a y b son las dimensiones de la guía rectangular genérica, mientras que s y d determinan las dimensiones del listón o listones.

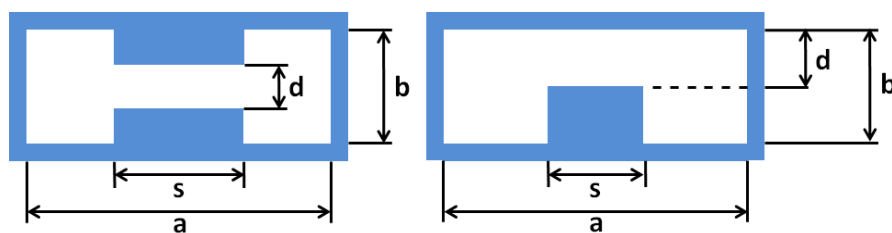


Figura 2-5: Modelos de RW rectangular típicos. Dos listones o *ridges* (izquierda), un *ridge* (derecha).

2.6.1 Modos de propagación.

Es importante destacar este aspecto, una de las principales ventajas que nos ofrecen las RW es que su modo de propagación fundamental es muy similar al de una línea microstrip.

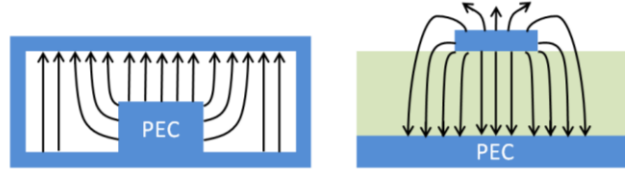


Figura 2-6: Comparación de los campos E en RW (izquierda) y MicroStrip (derecha).

Esto quiere decir, que aun siendo lo más común que el modo fundamental de un RW es el TE_{10} para una RW con el listón o *ridge* colocado en la placa superior o inferior, y por ello polarización vertical, y un TE_{01} si el *ridge* está colocado en una de las paredes laterales. Como se observa, los campos son muy similares y por lo tanto, a partir de una frecuencia, una RW se puede aproximar a un modo quasi-TEM. Por lo tanto, tal y como se hace con una *microstrip*, variando la anchura del listón s y la longitud del mismo, se pueden adaptar las impedancias de dos tramos en RW diferentes. Aunque esta sea la opción más sencilla, se puede variar la impedancia de la RW variando la altura d de la misma también, su anchura total a o su altura b . También gracias a lo anteriormente descrito, la longitud de un adaptador en RW es próxima a $\lambda/4$. En la figura 2-7 se aprecia lo dicho en párrafos anteriores: Esa aproximación a un modo quasi-TEM y el ancho de banda monomodo mayor respecto a una guía rectangular convencional de banda de trabajo similar con una guía RW con menores dimensiones.

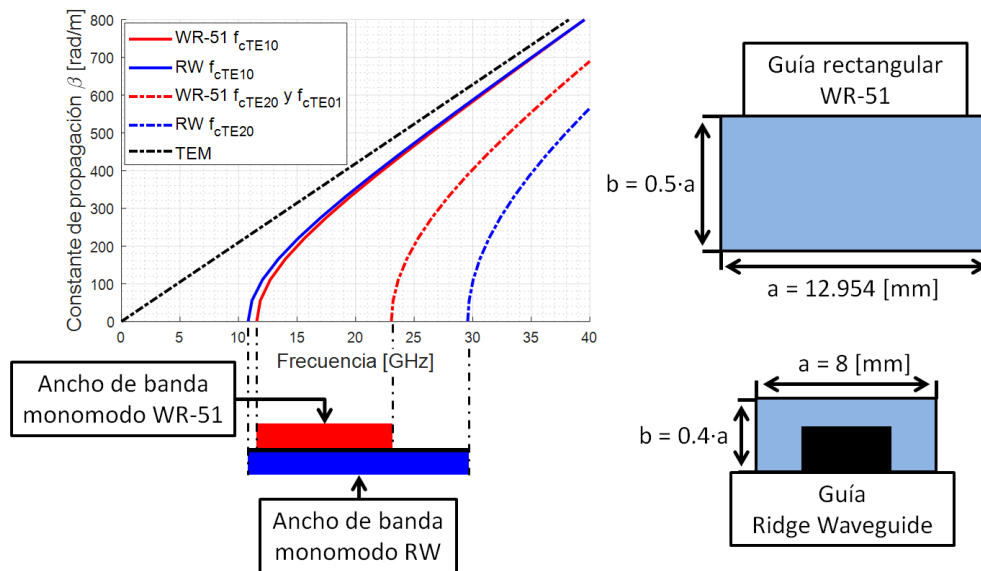


Figura 2-7: Comparación de los modos y anchos de banda monomodo de una guía rectangular WR-51 y una guía RW con dimensiones dadas y relaciones $s/a = 0.5$ y $d/b = 0.4$

2.6.2 Frecuencia de corte del modo fundamental.

A la hora de realizar un diseño en radiofrecuencia, es muy importante controlar en que frecuencias a las que trabajamos. El fin es que la frecuencia de corte esté por debajo de la frecuencia de trabajo, y garantizar así que se trabaje en la banda donde se propaga ese

modo fundamental. Una primera aproximación de la condición de corte tanto para RW simples o dobles, se basa en el TRM (*Transverse Resonance Method*) [6], para las familias TE_{n0} . Sirve para obtener una aproximación del espacio de corte del primer modo fundamental, el cual se define como (a / λ_{cTE10}) . La condición es la siguiente:

$$-\cot(\theta_1) + \left(\frac{Y_{02}}{Y_{01}}\right)\tan(\theta_2) + \frac{B}{Y_{01}} = 0 \quad (2.16)$$

donde las admitancias introducidas por la discontinuidad que supone el listón son

$$Y_{01} = \frac{k_c}{\omega\mu_0} \left(\frac{1}{b}\right) \quad (2.17)$$

$$Y_{02} = \frac{k_c}{\omega\mu_0} \left(\frac{1}{d}\right) \quad (2.18)$$

donde k_c viene dada por la fórmula (2.7), y θ_1 , θ_2 , son las secciones parciales y se definen como

$$\theta_1 = \frac{\pi(a-s)}{\lambda_{cTE10}} = \pi \left(1 - \frac{s}{a}\right) \left(\frac{a}{\lambda_{cTE10}}\right) \quad (2.19)$$

$$\theta_2 = \frac{\pi s}{\lambda_{cTE10}} = \pi \left(\frac{s}{a}\right) \left(\frac{a}{\lambda_{cTE10}}\right) \quad (2.20)$$

B/Y_{01} representa el salto de la discontinuidad que supone el listón a cada lado del mismo. Una aproximación para ello es

$$\frac{B}{Y_{01}} \approx n \left(\frac{b}{a}\right) \left(\frac{a}{\lambda_{cTE10}}\right) \ln \operatorname{cosec} \left(\frac{\pi d}{2b}\right) \quad (2.21)$$

Donde n es 4 para RW simples, y 2 para RW dobles. Finalmente, podemos obtener una aproximación bastante certera del espacio de corte de la RW en cuestión, mediante la siguiente fórmula

$$\frac{a}{\lambda_{cTE10}} = \frac{a}{2(a-s)} \left[1 + \frac{4}{\pi} \left(1 + 0.2 \sqrt{\frac{b}{a-s}} \right) \left(\frac{nb}{2(a-s)} \right) \ln \operatorname{cosec} \left(\frac{\pi d}{2b} \right) + \left(2.45 + 0.2 \frac{s}{a} \right) \left(\frac{sb}{d(a-s)} \right) \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.22)$$

De esta manera, obtenemos el espacio de corte (a / λ_{cTE10}) , y con λ_{cTE10} podemos despejar perfectamente la frecuencia de corte de nuestra guía. Otra forma de obtener estos resultados sería despejando la condición (2.17) mediante iteración.

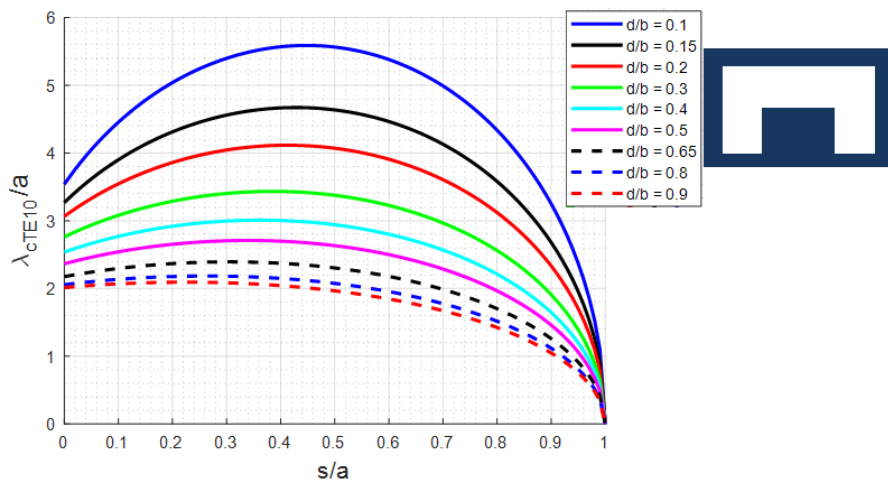


Figura 2-8: Gráfica de espacio de corte mediante el uso de la fórmula (2.22) en función de las relaciones s/a y d/b en una guía RW simple con relación $b/a = 0.4$

Como se puede observar, la RW tiene un comportamiento diferente a lo que se acostumbra a ver en guías de onda. Su frecuencia de corte no aumenta o disminuye linealmente, sino que tiene su punto más alto en los valores de s/a en torno a 0.4 y 0.6. Por otro lado, cuando más pequeño sea el gap d , es decir, d/b más pequeño, los valores variarán más entre sí, es decir, el rango de frecuencias de corte obtenibles será mayor. Aunque se puede estimar de manera efectiva la frecuencia de corte del modo fundamental, las fórmulas desarrolladas para los modos superiores son algo inciertas, y se suelen basar en la experimentación e iteración. Por otro lado, las aproximaciones vistas son precisas únicamente si $a > b$.

2.6.3 Impedancia característica.

En una guía como es la RW, sería lógico que al preguntar por la impedancia de onda, diésemos este valor como la impedancia característica del modo, es decir, Z_{TE} . Al fin y al cabo, se está propagando un modo TE. No obstante, como este modo lo queremos aproximar a un quasi-TEM, para poder aplicar transformaciones de impedancias, existe una definición, entre otras, de impedancia característica para RW que se basa en algo tan fundamental como voltaje entre corriente [6]. La aproximación que se usa consiste en calcular inicialmente una impedancia a una frecuencia “infinita”, con el objetivo de recuperar la impedancia a una frecuencia f introduciendo el factor λ_{gmn}/λ_0 :

$$Z_{VI}(f) = Z_{VI}(\infty) \left(\frac{\lambda_{gmn}}{\lambda_0} \right) \quad (2.23)$$

donde λ_{gmn} y λ_0 se pueden calcular con (2.10) y (2.11) respectivamente, donde f_{cmn} es f_{cTE10} mediante las aproximaciones del apartado 2.6.2. para RW. Entonces, se puede saber la impedancia característica de la RW como una impedancia de línea para el modo fundamental TE₁₀. Para obtener la impedancia en el infinito, se sigue la aproximación (Hoefer and Burton, 1982):

$$Z_{VI}(\infty) = \frac{\pi \eta_0}{\sin(\theta_2) + \left(\frac{d}{b}\right) \left[\frac{B}{Y_{01}} + \tan\left(\frac{\theta_1}{2}\right) \right]} \frac{b}{a} \frac{d}{b} \frac{a}{\lambda_{cTE10}} \quad (2.24)$$

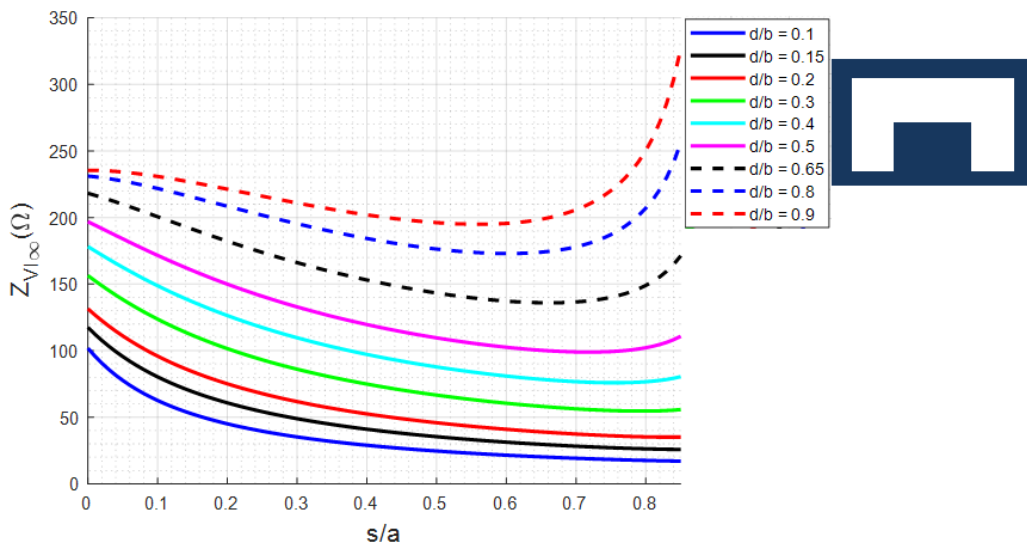


Figura 2-9: Gráficas de impedancias características de la fórmula (2.24) en función de las relaciones s/a y d/b en una guía RW simple con relación $b/a = 0.4$

Hay que tener en cuenta que estas son aproximaciones. Serán más o menos efectivas cuanto más “parecida a un TEM” sea la zona de frecuencias donde nos movemos. Como se puede observar en la figura 2-9, sucede algo parecido a lo que pasaba con los espacios de corte, pero en menor nivel. La impedancia característica de una RW disminuye al aumentar s/a , pero hay un punto en el que aumenta exageradamente ($s/a \approx 0.75$), probablemente por el efecto que produce el campo al estar tan cerca de las paredes laterales de la RW. Por otro lado, cuanto mayor sea d , tiende a valores más típicos de una Z_{TE} ya que se va pareciendo más a una guía de onda rectangular al ir disminuyendo el listón.

2.7 Teoría de guías de onda en tecnología Gap Waveguide.

La tecnología *Gap Waveguide* (GW) surge en radiofrecuencia por la necesidad de obtener estructuras que sustituyan a las guías de onda huecas, ya que estas son difíciles de fabricar y costosas debido a las dimensiones cada vez más pequeñas en las que se trabaja en las radiocomunicaciones. Como las paredes de guías de onda convencionales son muy difíciles de unir, se decide buscar una alternativa. La GW basada en la definición de superficies *soft* y *hard* [7]. Los metamateriales son superficies artificiales con unas propiedades electromagnéticas características que no se encuentran en la naturaleza. La superficie creada para sustituir lo que sería un PMC (*Perfect Magnetic Conductor*) ideal, se llama AMC (*Artificial Magnetic Conductor*). Las superficies *hard* y *soft* son metamateriales, que tienen una propiedad fundamental, la anisotropía. Esta propiedad hace que la propagación de ondas electromagnéticas a través de estas varíe según la dirección. La dirección *hard* es aquella en las que las ondas electromagnéticas tienen su máximo de potencia; la dirección *soft* es aquella que impide la propagación de estas ondas en su dirección, es decir, la dirección perpendicular a la *hard*. Definiremos como superficie GO aquella por la que hay propagación del modo, y superficie STOP aquella por la que no se propaga. En la tabla 2-3 se resume cómo se comportan las superficies descritas y su estado de propagación, es decir, si actúan como superficie *hard* o *soft* para el campo eléctrico o magnético.

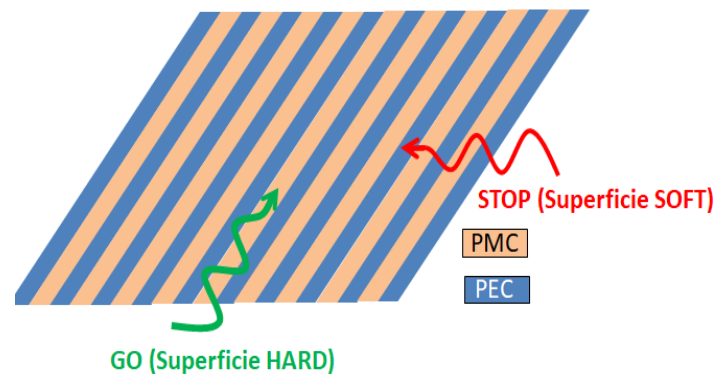


Figura 2-10: Superficie de tiras PEC y PMC y cómo actúan como superficies soft y hard.

Superficie Canónica		TE	TM
PEC		GO	STOP
PMC		STOP	GO
PEC sobre PMC	Soft	STOP	STOP
	Hard	GO	GO
Estructura EBG		PMC	

Tabla 2-3: Superficies AMC y su estado de propagación [7].

Consideraremos dos placas paralelas, una superior de PEC, y otra inferior, de PMC. Si la distancia entre ambas placas es menor que $\lambda/4$, no se propagan ondas y todos los modos de las placas paralelas estarán en corte de acuerdo a las condiciones de contorno de ambas superficies. Sin embargo, si sustituimos la placa de PMC por una de PEC, las ondas sí se propagarían (básicamente sería una guía de placas paralelas, como hemos visto en puntos anteriores). Esta es una de las ideas fundamentales en GW. Si se coloca un PMC a cada lado de un PEC en la placa inferior, y se coloca un PEC como placa superior, se puede confinar una guía de onda cuyos PMC actúan como paredes metálicas (como las paredes laterales de una guía de onda rectangular).

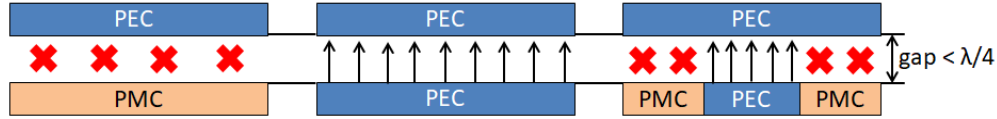


Figura 2-11: Concepto de PEC sobre PMC.

El problema viene cuando se recuerda que un PMC no se encuentra como tal en la naturaleza, por lo que recurrimos a las conocidas estructuras EBG (*Electromagnetic Band Gap*). Estas estructuras tienen un rango de frecuencias por el cual no se propaga ningún modo, conocido como *stopband* o banda eliminada. La estructura EBG más utilizada y que lógicamente se utilizará en este estudio es la cama de pines. Cada pin se llama celda unidad. La frecuencia de corte inferior de la *stopband* queda definida aproximadamente por

$$dp = \frac{\lambda_0}{4} \quad (2.25)$$

y normalmente a partir de ahí varía más levemente con la anchura del pin, w , y la distancia entre los centros de ellos, p . Hay que tener en cuenta que el gap entre la parte superior del pin y la placa superior PEC debe ser menor a $\lambda_0/4$, por lo mencionado anteriormente sobre el corte de PEC sobre PMC. Hay diversos tipos de estructuras, como colocar pines en la capa superior, incluso mezclarlos.

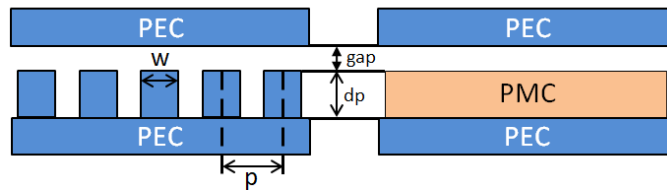


Figura 2-12: Dimensiones de los pines (celda unidad).

La ventaja fundamental de este tipo de guías es que, gracias a las estructuras EBG como la cama de pines, se pueden sustituir las paredes de su análogo en guía de onda por estas estructuras, sin necesidad de asegurar el contacto entre placa superior e inferior, ya que en guías convencionales es muy complicado asegurar este contacto. Según el tipo de camino y las características del diseño que queramos implementar, existen 3 tipos de guías GW basadas en EBG de cama de pines.

2.7.1 Groove Gap Waveguide.

En este tipo de guías, el campo eléctrico se propaga a través del espacio libre en el interior del canal que se conforma entre la cama de pines de ambos lados. Su análogo es la guía de

onda rectangular convencional, y de igual manera, permite la propagación del campo de modos TE y TM, con las frecuencias de corte dadas por las dimensiones del canal (que sería la guía de onda convencional encerrada entre los pines).

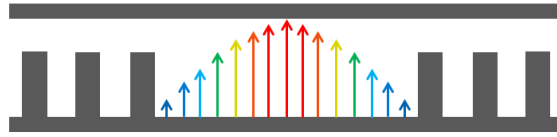


Figura 2-13: GGW con polarización vertical.

2.7.2 Ridge Gap Waveguide.

Funciona de igual forma que el caso de la GGW, pero en este caso, su analogo no es una guía rectangular, sino una Ridge Waveguide. Se dimensiona el listón o *ridge* con las formulas vistas en el apartado 2.6, de tal manera que cumpla los objetivos de diseño especificados.

Tiene más ventajas relacionadas con este aspecto, por ejemplo, para un mismo objetivo, ocupará menos dimensiones que una GGW. Además, el campo electrico se concentra por el listón, luego en teoría serán necesarios menos pines alrededor de este para evitar fugas de potencia. Su modo fundamental, es quasi-TEM (TE aproximado).

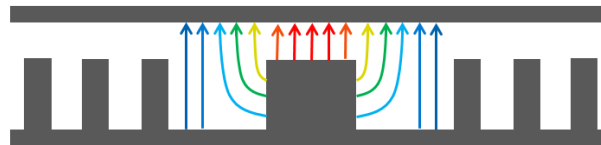


Figura 2-14: RGW con polarización vertical.

2.7.3 Microstrip Gap Waveguide.

El funcionamiento de una MGW es similar al de una microstrip convencional pero invertida, con la diferencia de que el sustrato eléctrico está colocado sobre la estructura EBG que actúa como PMC. La estructura obliga al campo a propagarse en el gap de aire entre la tira microstrip y la placa metálica superior. También, como en una microstrip, se propaga un modo quasi-TEM. Esta presenta ventajas sobre la RGW. Al tratarse de una microstrip impresa sobre una lámina dieléctrica que luego se apoya sobre la estructura EBG, o cama de pines, se puede construir con técnicas convencionales para circuitos impresos y construir la cama por separado. Esto permitiría hacer modificaciones sobre el circuito impreso sin necesidad de rediseñar la cama de pines. No obstante, una MGW puede presentar más pérdidas que una RGW.

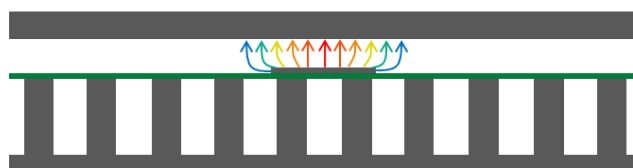


Figura 2-15: MGW.

3 Diseño de una red de alimentación en tecnología Ridge Gap Waveguide para agrupación de antenas de cavidad.

3.1 Consideraciones previas.

3.1.1 Antena objetivo.

La antena objetivo que se quiere alimentar en este TFG es una antena para usuario final de recepción de televisión por satélite (*Direct Broadcast Satellite – DBS*) a 17 GHz. Este es el cometido que se pensó inicialmente para la antena, pero gracias a las aportaciones de este trabajo, podría emplearse para cualquier otro cometido como antena 5G.

Es un array plano de 8x8 elementos radiantes. Esta antena requiere una polarización circular, para evitar pérdidas de señal por despolarización y obtener una alta/media ganancia. De hecho, la antena posee una ganancia superior a 25dBi, pero como es típico en arrays, a más tamaño (más elementos), mayor ganancia. Esta antena es una clara competencia para las antenas parabólicas, pero la ventaja es que tiene un menor perfil.

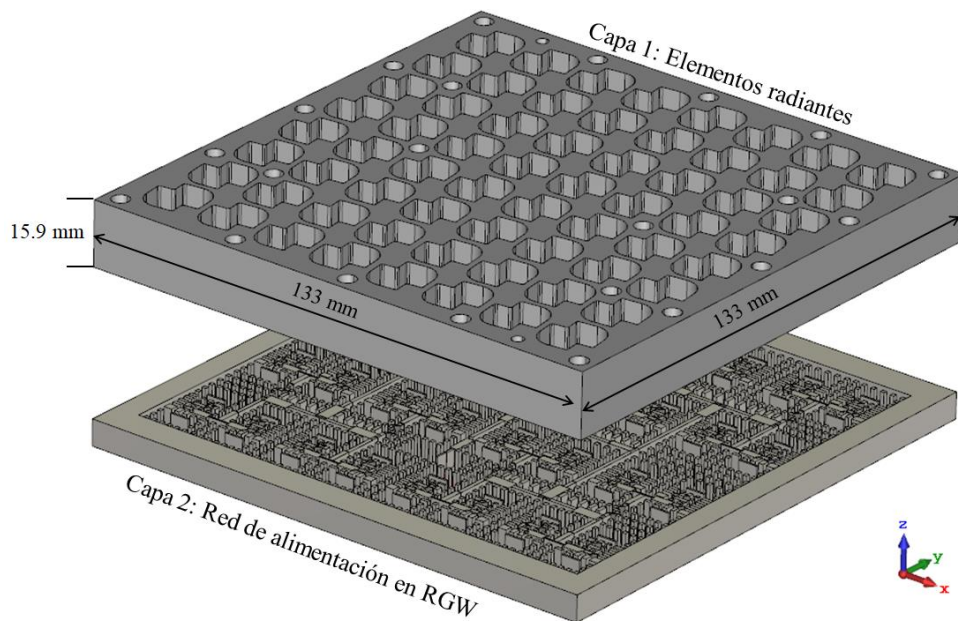


Figura 3-1: Capas de la antena objetivo.

Tendremos en cuenta los siguientes aspectos de la antena para realizar los diseños:

- La frecuencia central de diseño es $f_0 = 17$ GHz.
- La banda de trabajo de la antena va de 16GHz a 18GHz.
- La antena tiene 8x8 cavidades radiantes, con polarización circular.
- La ley de alimentación de dichos elementos ha de ser uniforme en modulo y fase, pensado para obtener un diagrama de máxima directividad, aunque conlleva lóbulos secundarios más altos que pueden afectar negativamente a interferencias cercanas.

En el trabajo [3] se ve como usando la tecnología GGW, la red de alimentación, por limitaciones de esta tecnología, consta de 2 capas: Una red de alimentación en paralelo, y unas cavidades distribuidoras en paralelo que excitan los elementos radiantes que se encuentran justo encima en la última capa de la antenna. Este elemento radiante tiene su peculiar forma de pajarita para generar la polarización circular a partir del campo polarizado linealmente que le llega desde la ranura inferior. Uno de los objetivos fundamentales de este trabajo es alimentar la antenna con una red de alimentación en una única capa.

3.1.2 Limitaciones topológicas de la red.

Diseñar una red de alimentación en una única capa para la antenna ya fabricada, conlleva una serie de limitaciones de espacio que se han de tener en cuenta. La antenna ha sido fabricada con una serie de huecos previstos para su fijación a la propia red de alimentación. En la figura 3-2 se destacan como pequeñas circunferencias grises. Es necesario que al realizar el diseño, se deje un número sensato de fijaciones para anclar dicha red de alimentación con la antenna. Esta se representa como una zona naranja en dicha figura, donde no se podrá llevar ninguna pista en RGW, ya que por ahí estarán las paredes de dicha red y las cavidades diseñadas para la fijación de dicha red a la antenna.

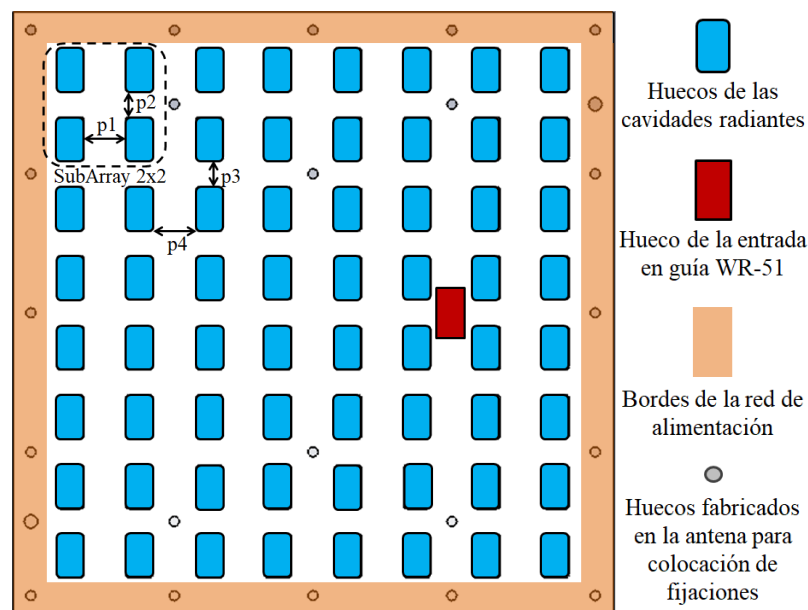


Figura 3-2: Antena 8x8 con separaciones entre elementos y otras limitaciones de espacio.

Por otro lado, se encuentran los huecos de las cavidades radiantes. Este espacio no debe ser atravesado por otras pistas, a excepción de la transición de RGW a cavidad radiante que posteriormente será diseñada. Los huecos tienen una separación específica entre ellos, diferente si es la separación entre huecos de un mismo *subarray* 2x2 ($p1$, $p2$), o si es la separación entre huecos de diferentes *subarrays* 2x2 ($p3$, $p4$). La entrada principal de la red de alimentación es una guía rectangular WR-51 que será insertada, lógicamente, por la parte inferior de la red. Esta posición es la única que nos permite que está entrada quepa sin invadir el espacio de los huecos hacia las cavidades radiantes, y además permite tener el espacio necesario para cumplir la ley de alimentación del *array*.

Por último, el espacio en blanco, es el que se tiene para dimensionar las guías en RGW de manera que se cumpla la ley de alimentación del *array*. Hace falta aclarar, que los huecos

fabricados en la antena que se hallan en la zona blanca, no serán usados como fijaciones, ya que por esa zona, han de ir las pistas en RGW que conforman la red de alimentación.

	Cavidades radiantes	Guía WR-51
Lado mayor [mm]	9.55	12.954
Lado menor [mm]	5.9	6.477

p1 [mm]	p2 [mm]	p3 [mm]	p4 [mm]
9.3	5.65	5.99	9.64

Tabla 3-1: Diferentes espaciados y dimensiones de las cavidades de la antena.

3.1.3 Red de alimentación: Pines de la estructura EBG.

No se puede hablar de una celda unidad o pin único que se usará para toda la red de alimentación, tal y como se hace en diversos estudios. Dependiendo si la zona es más crítica o no en cuanto a dimensiones, se usarán unos pines u otros, supliendo así las necesidades topológicas de las guías RGW en cada punto específico de la red completa. Se sabe que la frecuencia inferior de la *stopband* generada por el pin viene dada aproximadamente por la altura, d , de la fórmula 2.25. Partiendo de la altura de la guía $b = 5.5$ mm, y una altura de los pines $dp = 5$ mm, se realizan simulaciones para ver que rango de dimensiones se podrán utilizar.

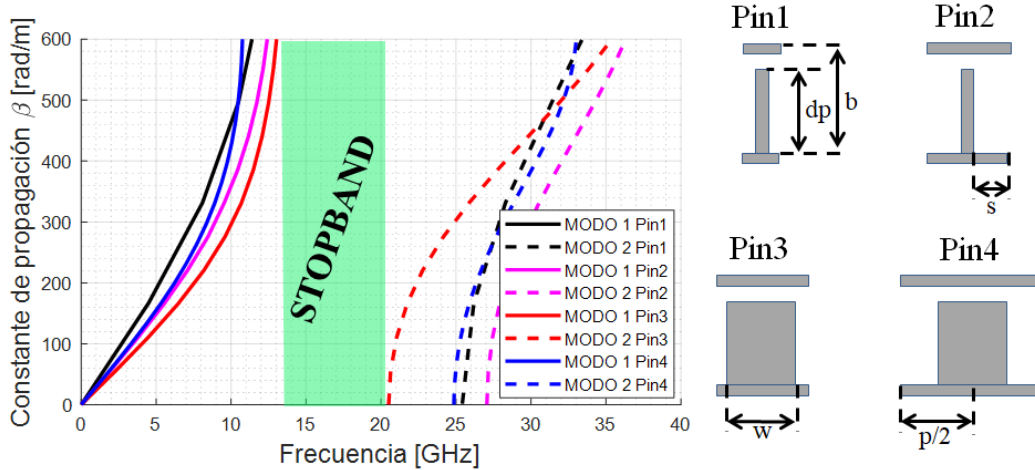


Figura 3-3: Diagramas de dispersión de los pines 1 – 4 estudiados

	Pin1	Pin2	Pin3	Pin4
w [mm]	0.5	0.5	2.5	2.5
p [mm]	1	3	3	5
s [mm]	0.25	1.25	0.25	1.25

Tabla 3-2: Dimensiones de los pines estudiados con $b = 5.5$ mm y $dp = 5$ mm.

Como se puede ver, en el estudio se llevan los pines de unas dimensiones muy forzadas de anchos muy pequeños y separaciones muy pequeñas, a otras más holgadas. Se podrá usar cualquier pin con una anchura, y separación entre los mismos, intermedias a los valores estudiados. Por otro lado, el uso de pines rectangulares para las zonas más críticas es viable. La *stopband* generada estará siempre entre 14.33 y 20.51 GHz como mínimo, lo que cubre perfectamente la banda de trabajo de la antena (de 16 a 18 GHz).

3.1.4 Red de alimentación: Guías en RGW.

Para la red de alimentación se usará la tecnología RGW con un único listón o *ridge* desde la parte inferior de la guía. A lo largo del diseño, serán necesarios cambios de anchura, altura, y longitud de los *ridges* que componen los diferentes tramos RGW de toda la red. Estos cambios son necesarios para obtener una correcta distribución de la potencia hacia todos los elementos radiantes de la antena, y en especial para obtener una adaptación óptima de la misma. Cada guía tendrá su frecuencia de corte del modo fundamental, y es importante asegurarse de que está por debajo de la frecuencia mínima de trabajo, 16 GHz, y que el modo se extiende más allá de la frecuencia máxima de trabajo, 18 GHz.

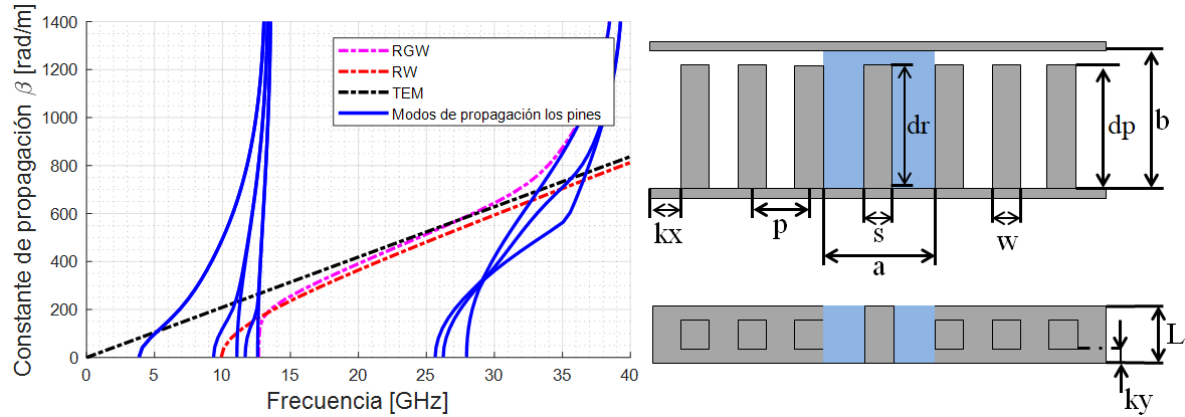


Figura 3-4: Diagrama de dispersión de la guía RGW bajo estudio, su análogo en RW, y modo TEM.

a[mm]	b[mm]	s[mm]	dr[mm]	w[mm]	p[mm]	dp[mm]	L[mm]	kx[mm]	ky[mm]
4	5.5	1	5	1	2	5	2	1	0.5

Tabla 3-3: Dimensiones de la guía RGW bajo estudio.

Como se puede observar, tanto el modo fundamental en RGW como el modo fundamental en RW (resultado de usar paredes metálicas perfectas en lugar de pines), en un determinado rango de frecuencias tienen un comportamiento muy similar a un TEM. Por ello es que se dice que se propaga un modo quasi-TEM en la guía. Este comportamiento es el que permite tratar una guía RGW como una *microstrip*, pudiendo adaptar diferentes tramos mediante adaptadores sencillos ($\lambda/4$), y ajustando la potencia de las líneas mediante el cambio de anchuras en amplitud, y ajustando la fase con la longitud de estas. Por otro lado, se ve en la figura 3-3 en azul los modos generados por la cama de pines, los cuales delimitan el ancho de banda de la guía RGW. Al ser un pin de valores intermedios a los vistos en el punto 3.1.3, la *stopband* generada cubre perfectamente la banda de trabajo. Aunque los comportamientos entre RW y RGW son similares, las frecuencias de corte de RW y RGW son algo diferentes.

Tras estudiar 9 tipos de guía adicionales de la tabla 3-4 (con las hileras de pines idénticas a las de la figura 3-4), se puede concluir que las fórmulas teóricas se acercan más a la realidad cuando $a > b$ (G4 - G6). Cuando $a < b$, las fórmulas empiezan a desviarse demasiado, hasta tal punto que cuando $a \ll b$ (G7 - G9), estas aproximaciones teóricas son inservibles. A pesar de ello, en RGW, las frecuencias de corte están muy cerca las unas de las otras, rondando los 12 – 14 GHz en casi todos los casos. Esto será de gran utilidad en la red de alimentación, ya que por razones de espacio, tendremos que optar por guías

similares a la G1, y en zonas más críticas, incluso haremos uso de la G7. Las guías RGW utilizadas variarán en estos rangos durante el diseño:

$$2 \text{ mm} < a < 4 \text{ mm}$$

$$b = 5.5 \text{ mm}$$

$$0.5 \text{ mm} < s < 3 \text{ mm}$$

$$4.15 \text{ mm} < dr < 5.1 \text{ mm}$$

	G1	G2	G3	G4	G5	G6	G7	G8	G9
a [mm]	4	4	4	7	7	7	2	2	2
s [mm]	1	3	1	1	5	1	1	1.5	1
dr [mm]	5	5	4	5	5	4	5	5	4

	G1	G2	G3	G4	G5	G6	G7	G8	G9
RGW sim [GHz]	12.66	13.19	14.19	12.64	12.75	12.78	13.48	13.89	16.26
RW sim [GHz]	9.91	10.96	13.89	7.32	7.49	10.69	12.92	13.49	16.47
RW (2.16) [GHz]	10.87	13.62	16.72	7.54	7.92	11.3	19.05	24.19	29.79
RW (2.22) [GHz]	10.72	13.31	16.42	7.55	7.88	11.23	18.04	22.51	28.13

Tabla 3-4: Estudio de la frecuencia de corte diferentes guías RGW y RW (G1 – G9) con altura $b = 5.5 \text{ mm}$. Simulaciones y fórmulas teóricas de RW 2.16 y 2.22

Por otro lado, es de vital importancia conocer la eficacia de las hileras de pines en la guía RGW para aislar el campo eléctrico, es decir, para actuar como una pared metálica. En [8] se demuestra que de manera ideal, se necesitan dos o más hileras de pines alrededor de la guía. Esto es útil a la hora de estimar unas pérdidas de propagación en la guía, pero también se puede estimar que acoples sufren unas guías entre otras con una separación pobre, tal y como se hace en [10] para 4 puertos.

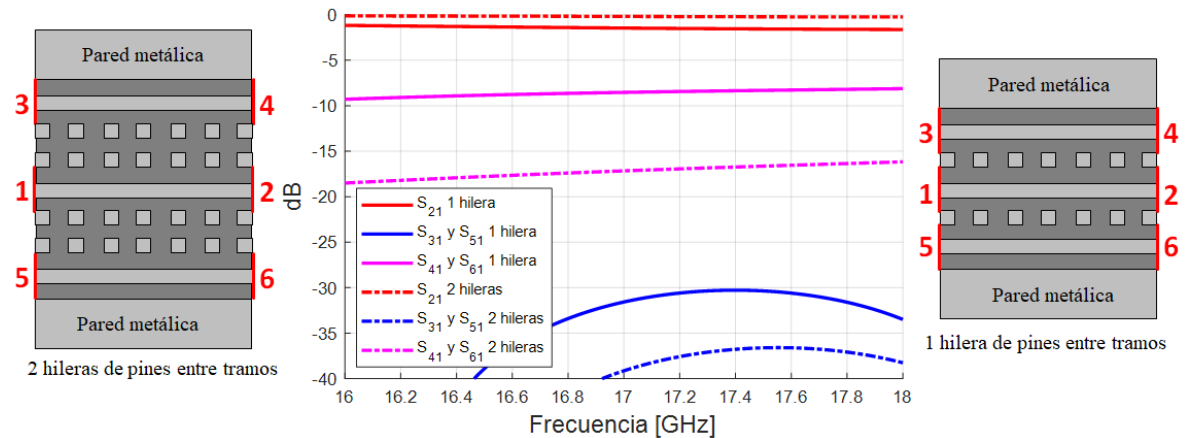


Figura 3-5: Transmisión del puerto 1 hasta el resto de puertos con una y dos hileras de pines de separación entre guías.

En la simulación realizada de la figura 3-5, las guías y pines utilizados tienen las dimensiones de la tabla 3-3, a excepción de la longitud de la guía “ L ”, que es de 53 mm ($\approx 3\lambda_0$). Con una hilera de pines, la puerta 2 tiene pérdidas, de más de 1 dB, y las puertas 4 y 6 tienen unos acoples superiores a -10 dB. Con 2 hileras, los resultados mejoran, pero sigue habiendo acoples superiores a -20 dB. Los acoples entre puertas contiguas es minúsculo. Esto se ha de tener en cuenta a la hora de realizar el diseño, ya que por las limitaciones de espacio, muchas zonas tendrán un pin de separación entre tramos, y habrá que compensar los efectos electromagnéticos derivados de los mismos.

3.2 Diseño y resultados de las redes de alimentación parciales en RGW.

3.2.1 Subred 2x2 y subred 2x2 opuesta.

Una vez vistas las consideraciones previas, este es el punto de inicio del diseño. A la hora de hacer la transición de RGW a elemento radiante, para que el campo eléctrico de todas las cavidades apunte en la misma dirección en un mismo momento (es decir, que todas tengan la misma fase), se ve en diversos estudios [9,10,11] como la guía en RGW entra por el mismo lateral en todas las cavidades. Si en su lugar, se alimentase las cavidades simultáneamente desde laterales enfrentados, los campos eléctricos resultantes estarían desfasados 180° entre sí. No obstante, en este TFG, por razones de espacio, es inviable alimentar todas las cavidades por el mismo lateral. Para sustentar este problema, por cada pareja de elementos radiantes, se optará por aumentar la longitud de uno de los tramos de alimentación, de tal manera que el campo eléctrico estará desfasado 180° en la entrada de una cavidad respecto a la otra. Además, habrá zonas con dos hileras de pines de separación, una, e incluso en una zona puntual, ninguna. Estas imperfecciones para aislar unos tramos de otros harán que el campo se acople de unas líneas a otras, de tal forma que estimar la impedancia teórica de cada tramo es complicado. Aparte de cambios de anchura de los *ridges*, se requerirán cambios de altura, ya que cambian la impedancia en mayor medida, y son necesarios para adaptar este diseño, ya que los acoples previamente descritos destruyen significativamente la adaptación del diseño.

Para estos diseños, se parte de una entrada en RGW, que mediante un divisor en H divide la potencia en cuatro salidas. Se ha dejado en espacio vacío de las futuras cavidades radiantes (donde posteriormente se diseñará una transición de RGW a elemento radiante), para poder estimar en las modificaciones del diseño cómo afectarán los acoples entre guías por ese hueco. Para todos los diseños de este capítulo, se sobreentiende que las dimensiones a y s son perpendiculares al eje longitudinal de la guía representada y tienen como origen este mismo, como se puede ver en la representación de la figura 3-4. dr es el alto de cada *ridge*.

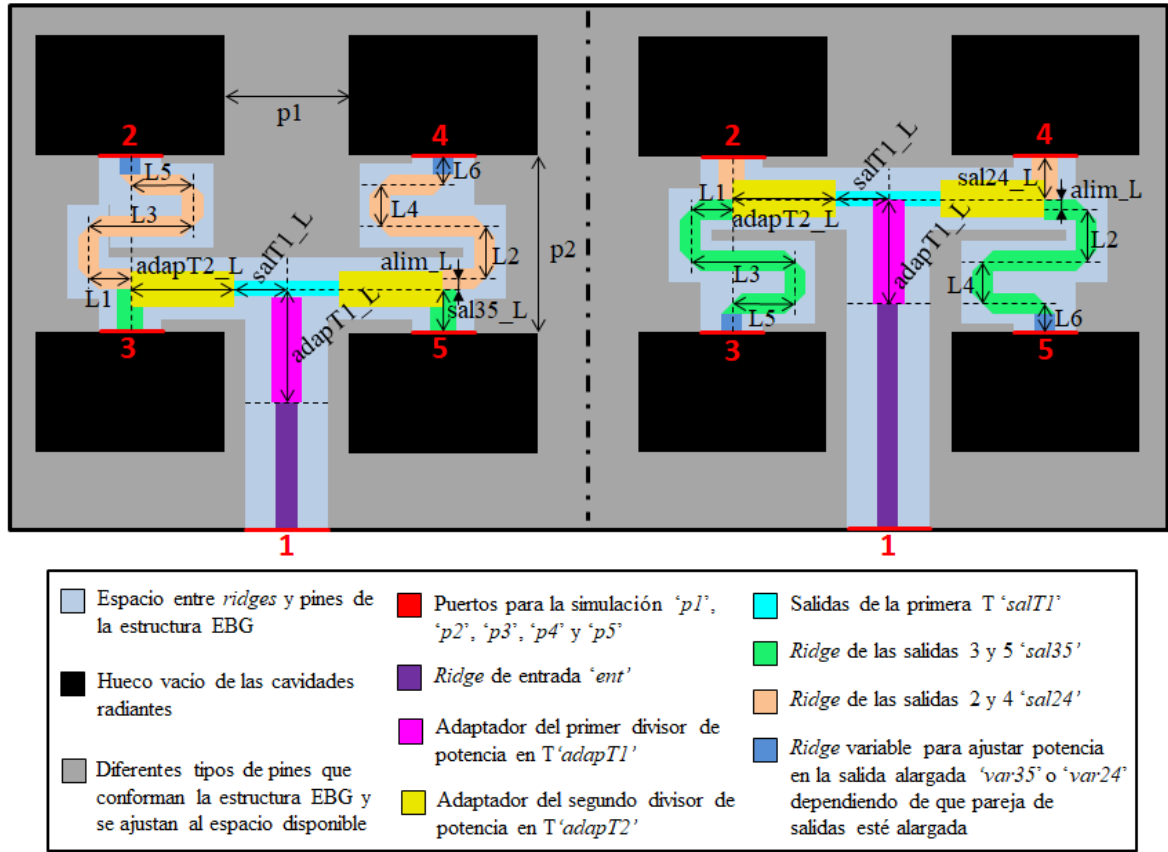
OR	<i>ent</i>	<i>adapT1</i>	<i>salT1</i>	<i>adapT2</i>	<i>sal35</i>	<i>sal24</i>	<i>var24</i>
a[mm]	4	3	3	3	3	2	3
s[mm]	1	1.3	0.5	1.99	1.3	1	1
dr[mm]	4.78	5	5	5.1	5	5	5

OP	<i>ent</i>	<i>adapT1</i>	<i>salT1</i>	<i>adapT2</i>	<i>sal35</i>	<i>sal24</i>	<i>var35</i>
a[mm]	4	3	3	3	3	2	3
s[mm]	1	1.3	0.5	1.99	1	1.3	1
dr[mm]	4.78	5	5	5.1	5	5	5

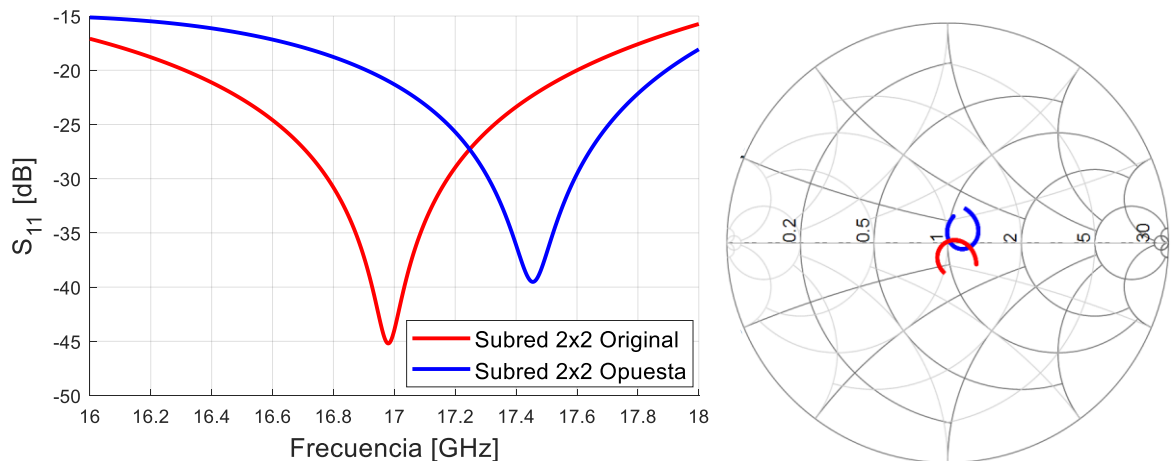
OR	<i>adapT1_L</i>	<i>salT1_L</i>	<i>adapT2_L</i>	<i>sal35_L</i>	<i>alim_L</i>	<i>L1</i>	<i>L2</i>	<i>L3</i>	<i>L4</i>	<i>L5</i>	<i>L6</i>
[mm]	5.85	2.77	4.83	2.15	0.5	2.2	2.8	4.5	2	2.3	1.85

OP	<i>adapT1_L</i>	<i>salT1_L</i>	<i>adapT2_L</i>	<i>sal24_L</i>	<i>alim_L</i>	<i>L1</i>	<i>L2</i>	<i>L3</i>	<i>L4</i>	<i>L5</i>	<i>L6</i>
[mm]	5.85	2.77	4.83	2.15	0.5	2.6	2.8	4	2	1.4	1.85

Tabla 3-5: Dimensiones de los diferentes tramos y longitudes relevantes en los diseños de las subredes 2x2. OR (Original) y OP (Opuesta).



Para para poder realizar un camino que nos permita desfasar las salidas pares respecto a las impares 180° sin invadir espacio que posteriormente se necesite para la red de alimentación, se han necesitado guías con una a pequeña, de 2 mm. No obstante, se ve un giro donde no es posible meter pines de separación entre guías (se podrá visualizar en la figura 3-12 más adelante, aunque se puede apreciar en la figura 3-6 entre los tramos $L3$ y $L5$ de ambas subredes). Finalmente, al llegar al puerto, a aumenta, para que todos los puertos de salida tengan la misma anchura de guía. Por otro lado, $alim_L$ indica el desplazamiento del centro de los *ridges* de la salida alargada, que no deja de ser la mitad de la anchura de este *ridge*. Los valores $p1$ y $p2$ se ven en la tabla 3-1.



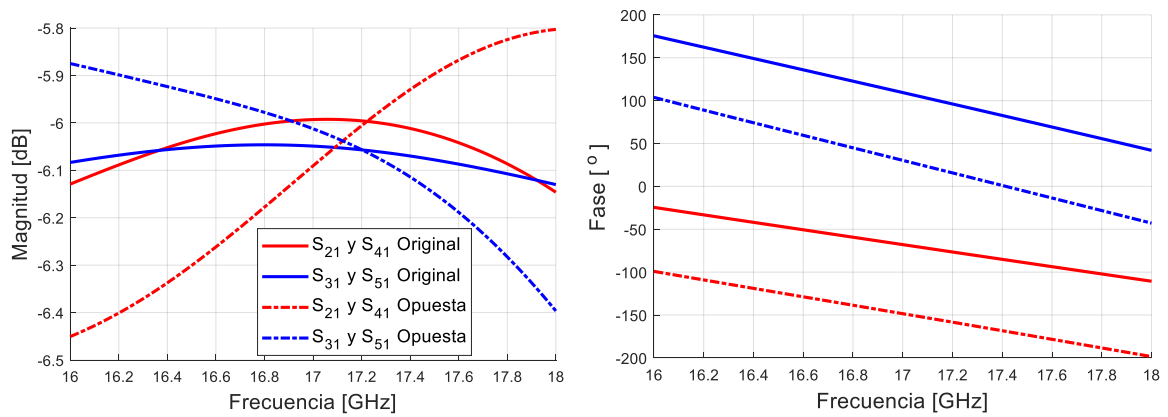


Figura 3-8: Distribución de parámetros S de transmisión de las subredes 2x2 en amplitud y en fase.

	Descompensación en amplitud: a 16 / 17 / 18 GHz	Desfase entre puertos par-impar: a 16 / 17 / 18 GHz	$S_{11} < -15$ dB
ORIGINAL	0.05 / 0.06 / 0.02 [dB]	200 / 177.3 / 152.61 [°]	14.53 %
OPUESTA	0.58 / 0.08 / 0.6 [dB]	203.5 / 178.6 / 155.6 [°]	21.94 %

Tabla 3-6: Descompensación en amplitud y desfase entre puertos para las subredes 2x2 diseñadas en diferentes frecuencias de la banda de trabajo. Adaptación en % de banda.

La adaptación obtenida es muy satisfactoria. Por otro lado, como es lógico, al ser una distribución uniforme de amplitud se reparte por igual la señal a todas las puertas, es decir, $10\log(1/N)$, donde N es el número de puertas de salida. Por ello, a la frecuencia de diseño, la distribución de amplitud es de unos -6dB, y en fase es prácticamente igual a los objetivos establecidos (salvando las discrepancias que hay en otras frecuencias de la banda de trabajo, donde en amplitud el nivel se aleja del valor nominal, y el desfase no es 180 °).

3.2.2 Subred 2x4.

En la figura 3-6 del punto anterior, se ve como los puntos de alimentación de ambas subredes 2x2 no se encuentran en la misma posición. A la hora de unir estas dos subredes para formar una más grande se tendrá que modificar el punto donde se encontrará el divisor de potencia en T previo a ambas subredes para que no sufran desfase unas puertas respecto a otras. En la figura 3-9, se ha desplazado el punto de alimentación del primer divisor de potencia en T de la subred 2x4, de tal manera que se compense el desfase producido por ese alargamiento de la entrada de la subred 2x2 opuesta. Como un desplazamiento simple no es suficiente, se ha diseñado un alargamiento mediante giros del *ridge* de la entrada de la subred 2x2 original sin variar su anchura a .

	<i>ent</i>	<i>adapT</i>	<i>ent1</i>	<i>ent2</i>	<i>var35</i>	<i>var79</i>
a[mm]	4	4	4	4	3	3
s[mm]	1	2.89	1	1	1.1	1.1
dr[mm]	4.78	4.78	4.78	4.78	5	5

	<i>adapT_L</i>	<i>ent2_L</i>	<i>L1</i>	<i>L2</i>	<i>L3</i>	<i>L4</i>	<i>L5</i>	<i>L6</i>	<i>e1</i>	<i>e2</i>
[mm]	6.75	10.05	3.32	2	2	1.52	1.5	1.5	4.49	1.15

Tabla 3-7: Dimensiones de los diferentes tramos y longitudes relevantes en el diseño de la subred 2x4.

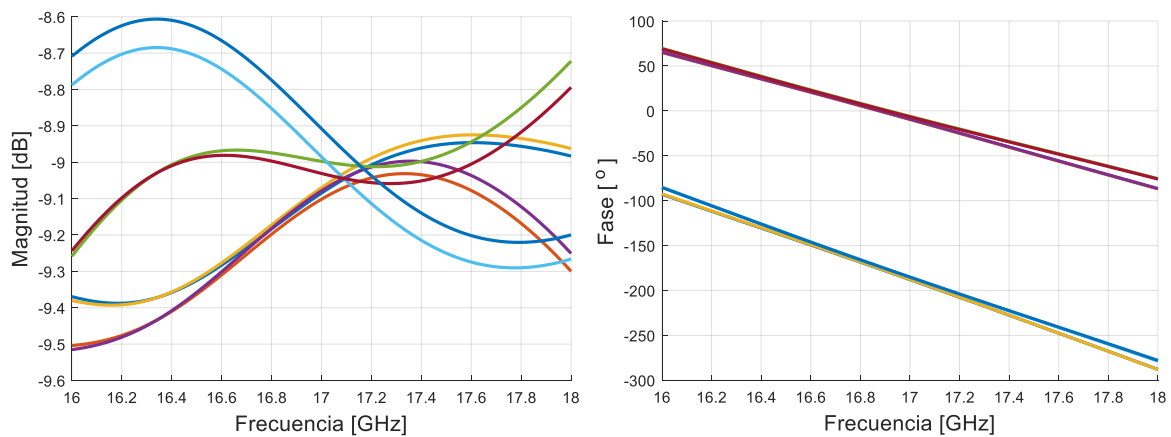


Figura 3-11: Parámetros S de transmisión de la subred 2x4 en amplitud y en fase.

Descompensación máxima en amplitud a 16 / 17 / 18 GHz	Desfase máximo entre puertas sincronizadas: a 16 / 17 / 18 GHz	Desfase máximo más lejano a 180 [°] entre puertas que han de estar desfasadas: a 16 / 17 / 18 GHz	$S_{11} < -15$ dB
0.81 / 0.11 / 0.58 [dB]	7.06 / 3.1 / 10.57 [°]	150.81 / 176 / 212.19 [°]	14.98 %

Tabla 3-8: Descompensación en amplitud y desfase entre puertos para la subred 2x4 diseñada en diferentes frecuencias de la banda de trabajo. Adaptación en % de banda.

En los resultados de la figura 3-11 se empieza a ver como hay una cierta oscilación en la magnitud de la potencia, alejándose del valor nominal para 8 puertas (≈ -9 dB) y como las pendientes de las fases empiezan a ser diferentes para las frecuencias límite de la banda. Esto se debe a que el camino alargado de la subred 2x2 original hace que la subred 2x4 deje de tener un comportamiento simétrico para las salidas. Por el momento, para este tamaño, los resultados son satisfactorios, sin grandes discrepancias a los objetivos de distribución perseguidos. A continuación, en la figura 3-12, se muestra el aspecto que va adoptando la red de alimentación (pines utilizados, zonas críticas, aspecto general).

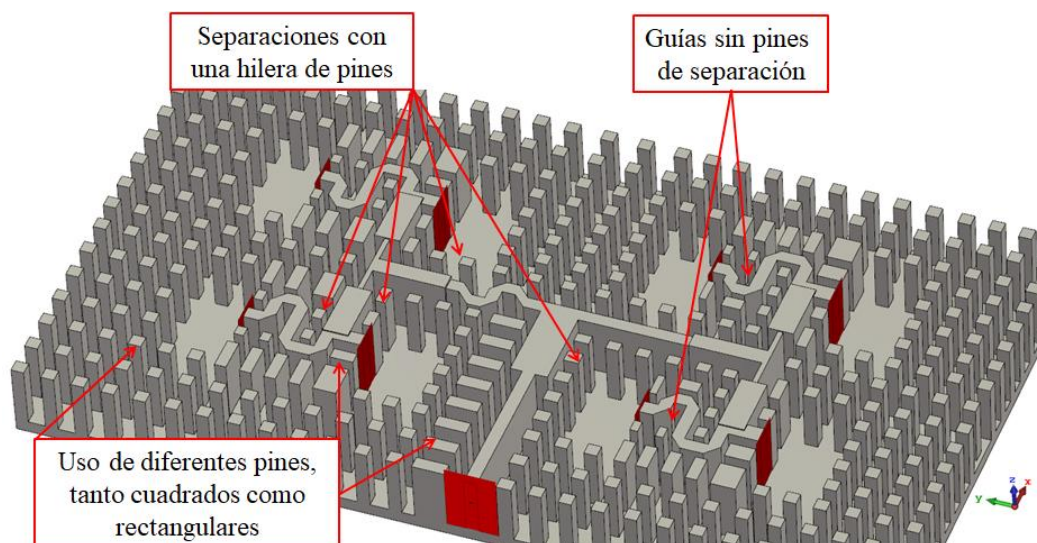


Figura 3-12: Subred de alimentación 2x4 diseñada. Subred 2x2 original (izquierda) y subred 2x2 opuesta (derecha).

3.2.3 Subred 4x4.

Para este diseño parcial, es posible replicar en espejo la subred 2x4 diseñada previamente. Ambas entradas a cada subred 2x4 serán idénticas.

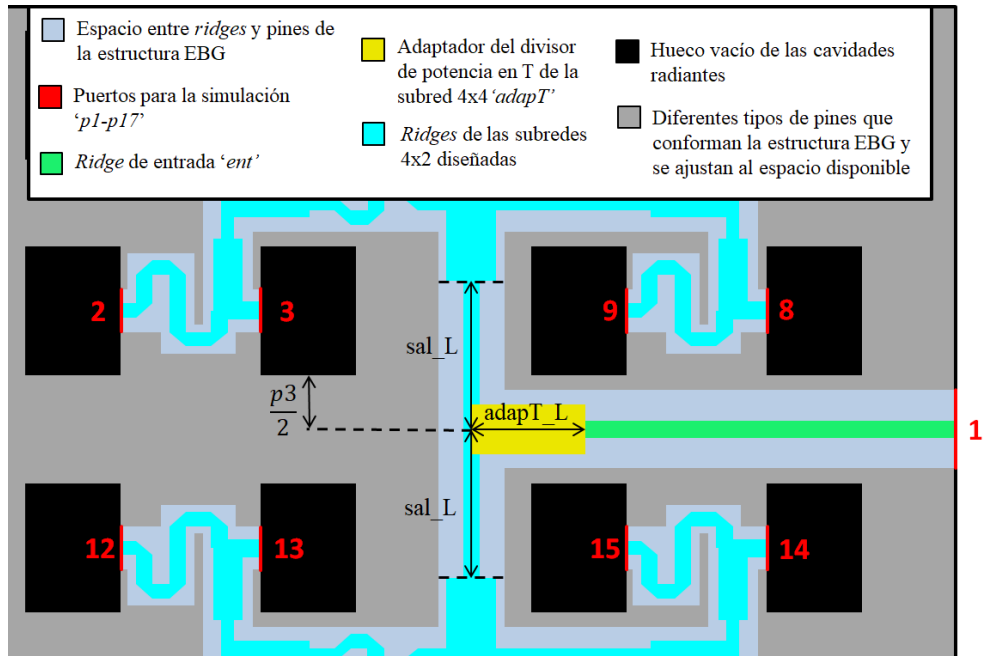


Figura 3-13: Esquema de diseño de 4x4, vista superior ampliada.

	<i>ent</i>	<i>adapT</i>
a[mm]	4	4
s[mm]	1	3
dr[mm]	4.78	4.78

	<i>adapT_L</i>	<i>sal_L</i>
[mm]	7.01	8.62

Tabla 3-9: Dimensiones de los diferentes tramos y longitudes relevantes en el diseño de la subred 4x4.

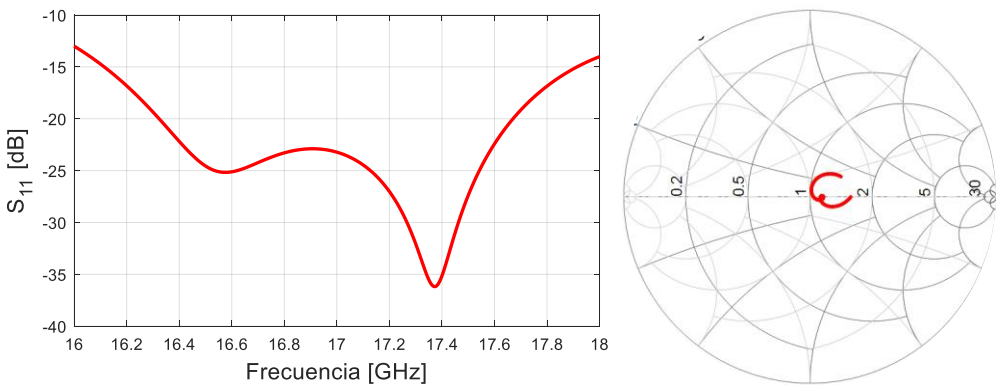


Figura 3-14: Adaptación de la subred 4x4 en dB y en carta de Smith.

El lazo en carta de Smith se empieza a abrir, posiblemente debido a que porque los acoples entre líneas, hacen que la carga teórica de cada puerta sea distinta y por lo tanto, un adaptador no es capaz de adaptar la impedancia de entrada con múltiples impedancias de salida. No obstante, se logra una adaptación de -15 dB en casi toda la banda de trabajo.

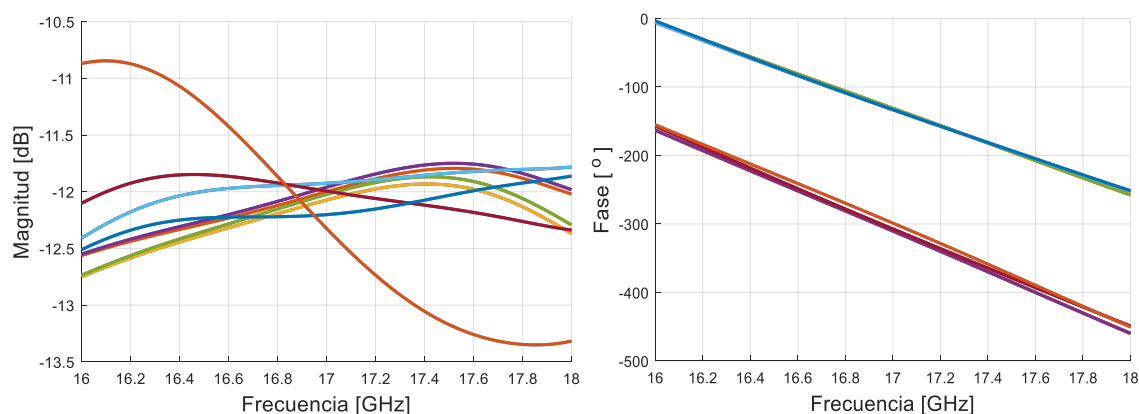


Figura 3-15: Parámetros S de transmisión de la subred 4x4 en amplitud y en fase.

Descompensación máxima en amplitud a 16 / 17 / 18 GHz	Desfase máximo entre puertas sincronizadas: a 16 / 17 / 18 GHz	Desfase máximo más lejano a 180 [°] entre puertas que han de estar desfasadas: a 16 / 17 / 18 GHz	$S_{11} < -15$ dB
1.88 / 0.4 / 1.54 [dB]	7.7 / 11.3 / 9.5 [°]	161.39 / 165.7 / 208.5 [°]	10.14 %

Tabla 3-10: Descompensación en amplitud y desfase entre puertos para la subred 4x4 diseñada en diferentes frecuencias de la banda de trabajo. Adaptación en % de banda.

En amplitud se observa una pareja de puertas con un comportamiento muy diferente al resto, ya que se observa una sobreoscilación respecto al valor nominal para 16 puertas (≈ -12 dB), idéntico para ambas puertas al ser simétricos ambas subredes 2x4. Estas puertas son la 9 y la 15, las cuales, al estar rodeadas de más guías que ninguna otra puerta, sufren en mayor medida los efectos de los acoples producidos entre líneas.

3.2.4 Subred 4x8.

Como sucede con las subredes 2x2 diseñadas, para que todos los campos eléctricos estén sincronizados, las dos subredes 4x4 que componen esta subred 4x8, tendrán los puntos de alimentación en diferentes puntos. No obstante, en esta ocasión, con un simple desplazamiento del punto de alimentación del divisor de potencia en T de la subred 4x8 es suficiente para arreglar la fase del diseño. A partir de este punto, se empieza a notar el descontrol que producen los numerosos acoples entre guías que se producen a lo largo de toda la subred. En la figura 3-19, se ve como al haber nuevamente un camino de diferentes características para cada subred 4x4 (colocación de los pines y *ridges*), las 32 cargas teóricas de cada salida son aún más variadas y el adaptador de impedancias del divisor de potencia en T pierde eficacia. En este punto, las prestaciones han mejorado ligeramente con un cambio de altura del adaptador.

	<i>ent</i>	<i>adapT</i>
a[mm]	4	4
s[mm]	1	2.89
dr[mm]	4.78	4.91

	<i>adapT_L</i>	<i>ent1_L</i>	<i>ent2_L</i>	<i>e3</i>	<i>e4</i>
[mm]	6.2	23.62	23.72	1.2	4.44

Tabla 3-11: Dimensiones de los diferentes tramos y longitudes relevantes en el diseño de la subred 4x8.

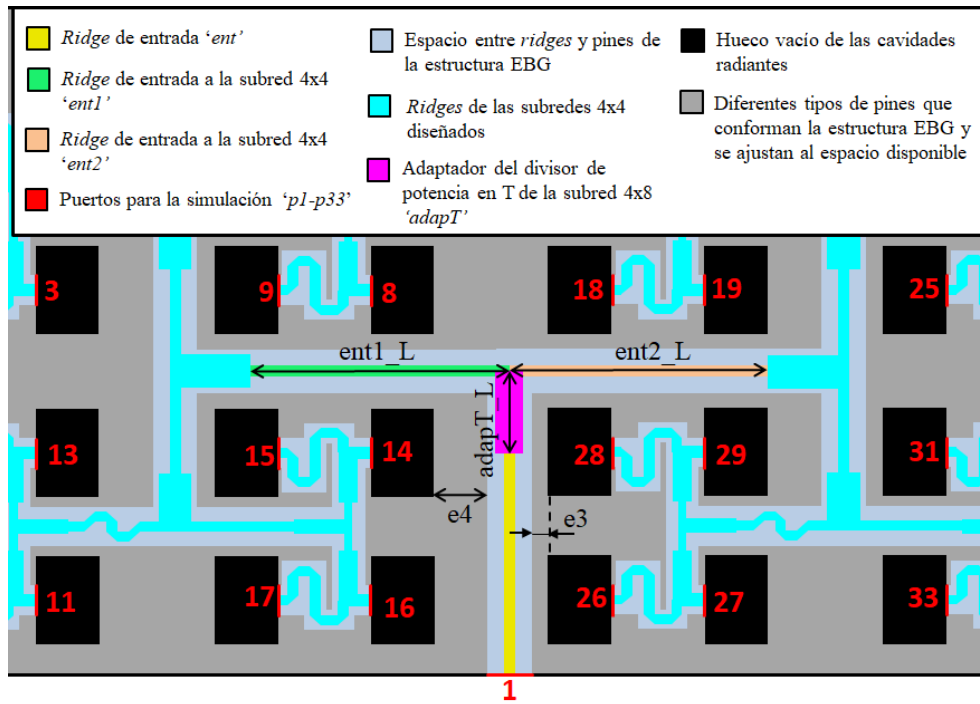


Figura 3-16: Esquema de diseño de la subred 4x8, vista superior.

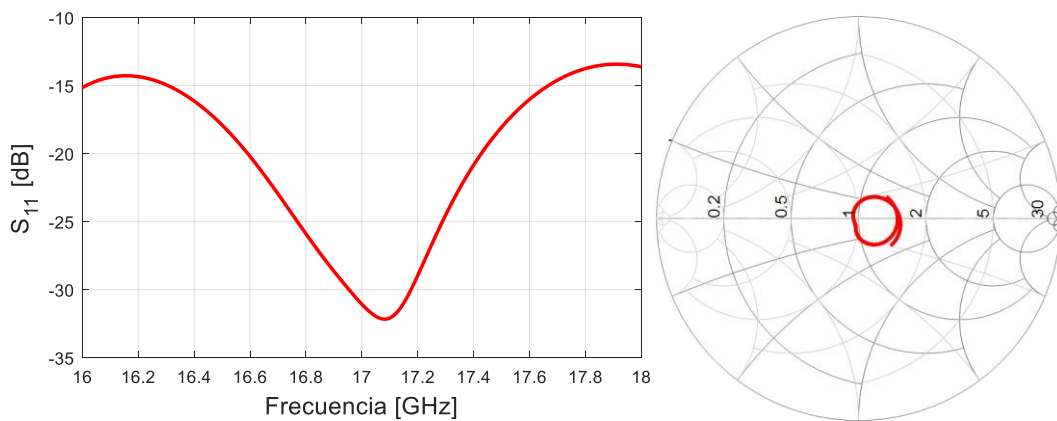


Figura 3-17: Adaptación de la subred 4x8 en dB y en carta de Smith.

Como era de esperar por los efectos ya mencionados, el lazo en carta de Smith continúa abriéndose. La adaptación está por debajo de -15 dB en la mayor parte de la banda.

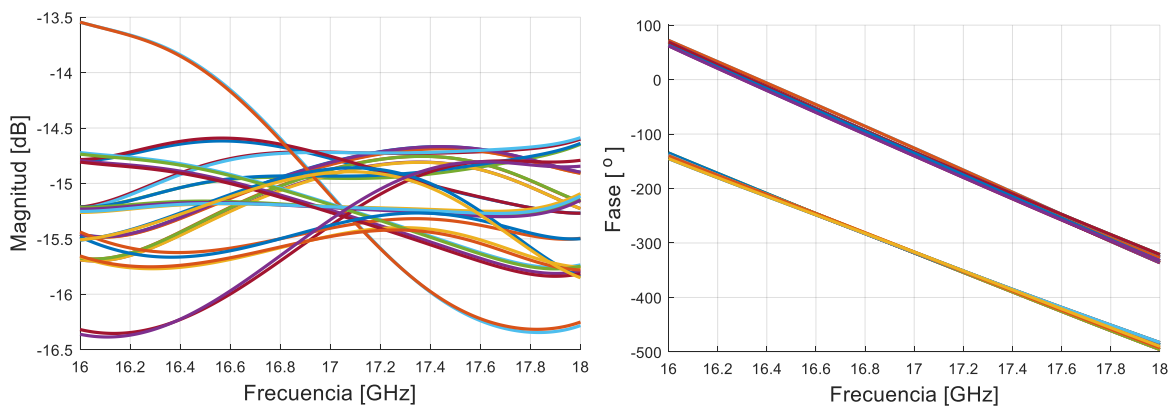


Figura 3-18: Parámetros S de transmisión de la subred 4x8 en amplitud y en fase.

Descompensación máxima en amplitud a 16 / 17 / 18 GHz	Desfase máximo entre puertas sincronizadas: a 16 / 17 / 18 GHz	Desfase máximo más lejano a 180 [°] entre puertas que han de estar desfasadas: a 16 / 17 / 18 GHz	$S_{11} < -15$ dB
2.82 / 0.76 / 1.69 [dB]	10.4 / 14.8 / 15.1 [°]	217.13 / 190.5 / 146.4 [°]	9.75 %

Tabla 3-12: Descompensación en amplitud y desfase entre puertos para la subred 4x8 diseñada en diferentes frecuencias de la banda de trabajo. Adaptación en % de banda.

De nuevo, vuelve a haber una pareja de puertas que sufren más los efectos de los acoples (puertas 14 y 28). Tienen una oscilación mayor en amplitud (respecto al valor nominal para 32 puertas de ≈ -15 dB), y sufren una discrepancia en fase mayor. Afortunadamente, la mayoría de puertas tienen un reparto aceptable, pero las diferencias van creciendo.

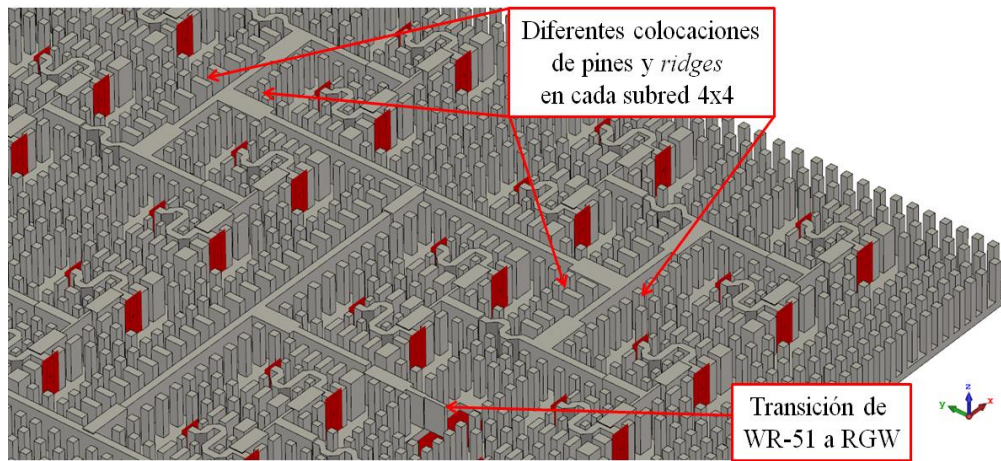


Figura 3-19: Red de alimentación final 8x8. Zoom hacia disposiciones de la subred 4x8 y subredes 4x4.

3.2.5 Red de alimentación final 8x8. Transición de entrada en WR-51 a RGW.

Finalmente, replicando en espejo la subred 4x8 (ambas subredes serán idénticas), tenemos la red final 8x8. Se parte de una entrada en WR-51, y mediante una transición dividida en tres secciones, basada en estudios como [9,11], se adapta a la línea de entrada en RGW. Posteriormente, un adaptador en T divide la potencia entre las dos subredes 4x8 que componen la red de alimentación completa. Como el punto de alimentación de las subredes 4x8 está desplazado, se ha decidido realizar la entrada de la red completa por el camino con menor recorrido.

	<i>sec1</i>	<i>sec2</i>	<i>sec3</i>	<i>ent</i>	<i>adapT</i>
a[mm]	4	4	4	4	4
s[mm]	0.5	0.6	2	1	2.46
dr[mm]	4.15	4.15	4.15	4.78	4.78

	<i>sec1_L</i>	<i>sec2_L</i>	<i>sec3_L</i>	<i>ent_L</i>	<i>ent1_L</i>	<i>adapT_L</i>	<i>k1</i>	<i>k2</i>
[mm]	2.2385	2.64	6.04	11.09	24.54	6.23	2.08	0.69

Tabla 3-13: Dimensiones de los diferentes tramos y longitudes relevantes en el diseño de la red de alimentación final 8x8.

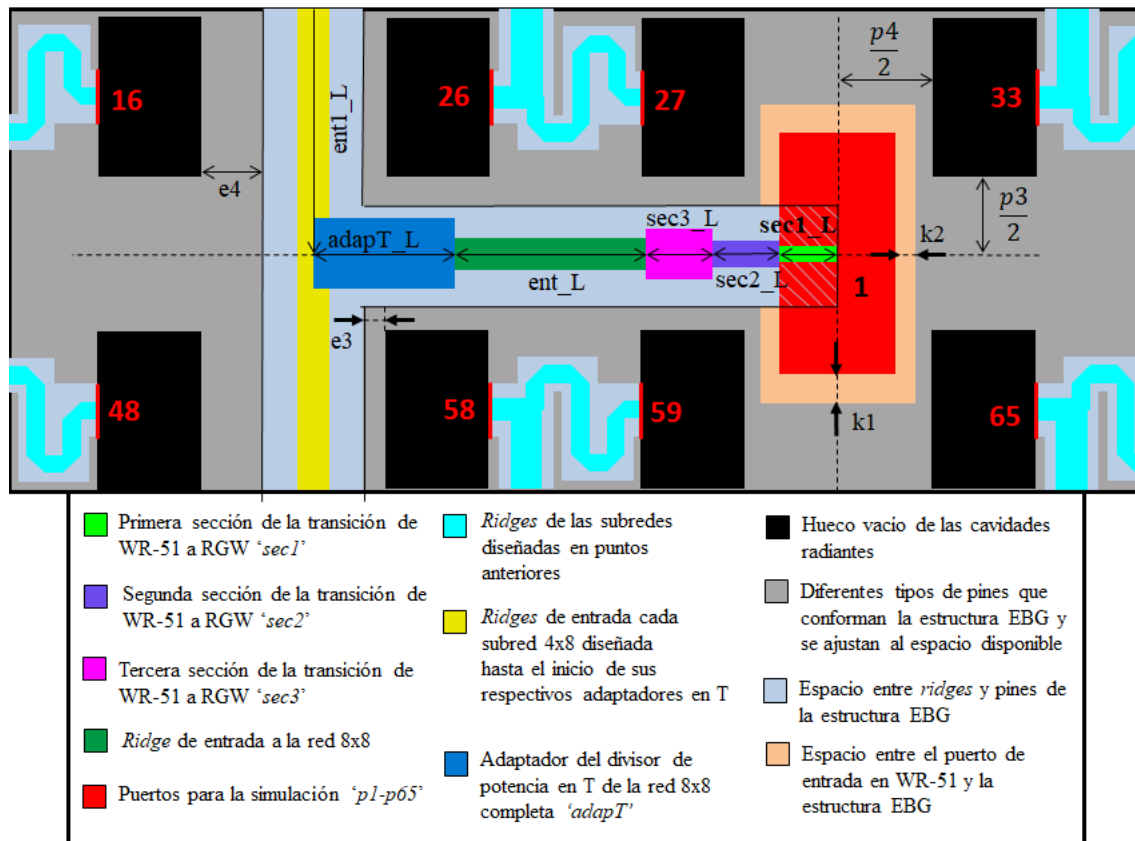


Figura 3-20: Esquema de diseño de la red de alimentación final 8x8, vista superior en detalle de la entrada.

Las dimensiones de la guía WR-51, así como separaciones entre elementos de *subarrays* 2x2 distintos ($p3$ y $p4$) se ven en la tabla 3-1. La posición de la entrada en guía de onda escogida es la única viable en la que no interfiere con otras líneas y deja suficiente espacio para la colocación de pines alrededor. $k1$ y $k2$ delimitan un espacio entre pines y la entrada, para la posible unión entre la guía WR-51 y la red completa, y no son relevantes en los resultados obtenidos.

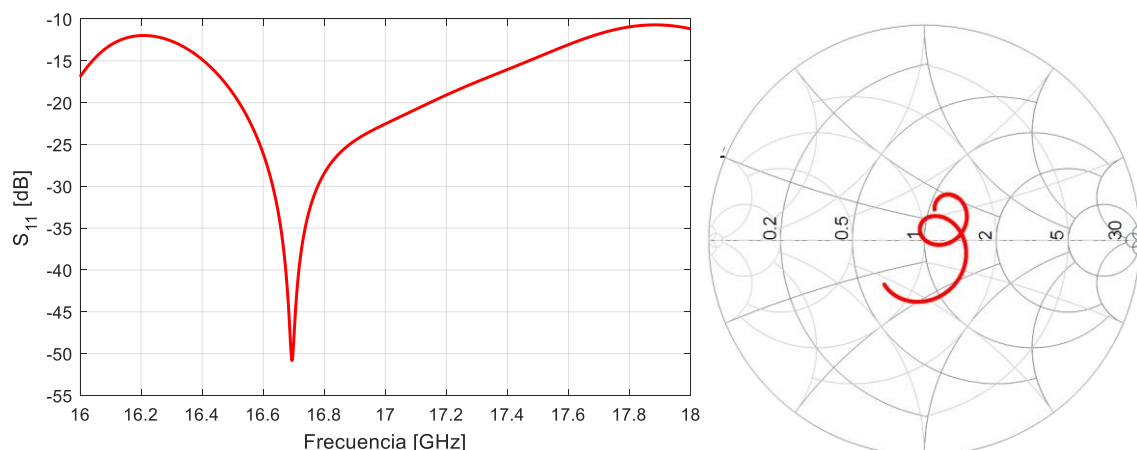


Figura 3-21: Adaptación de la red completa 8x8 en dB y en carta de Smith.

La barrera principal que se encuentra este trabajo es la adaptación para una red tan grande y con tales limitaciones de espacio. Como se iba observando hasta ahora, al no tener suficientes pines confinando una red resistente a acoples entre líneas, los valores de carga

teóricos de las puertas varían mucho entre sí. Los adaptadores y transiciones diseñadas, no son capaces de obtener una adaptación aceptable para toda la banda original de la antena. Finalmente, estos efectos hacen que la el lazo en carta de Smith se abra en exceso.

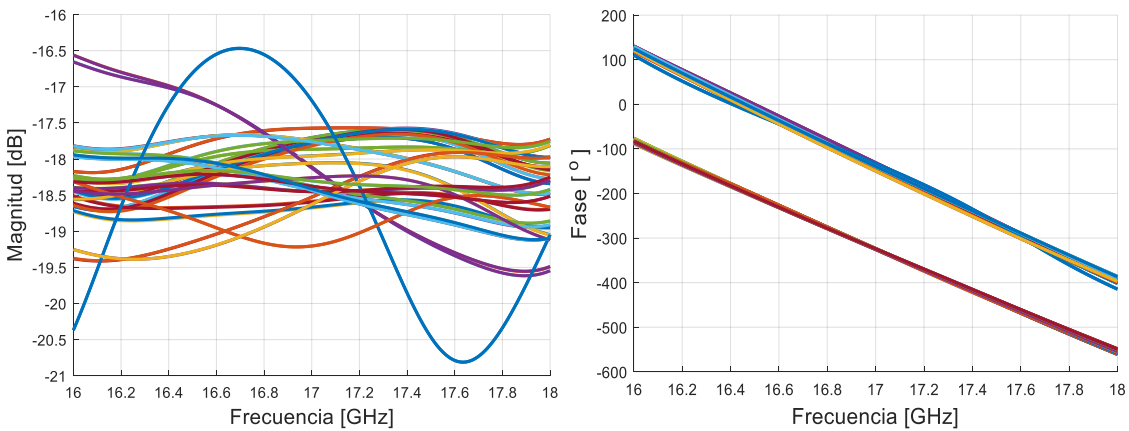


Figura 3-22: Parámetros S de transmisión de la red final 8x8 en amplitud y en fase.

Descompensación máxima en amplitud a 16 / 17 / 18 GHz	Desfase máximo entre puertas sincronizadas: a 16 / 17 / 18 GHz	Desfase máximo más lejano a 180 [°] entre puertas que han de estar desfasadas: a 16 / 17 / 18 GHz	$S_{11} < -15$ dB
3.81 / 2 / 1.82 [dB]	10.4 / 18.5 / 15.1 [°]	219.1 / 192.1 / 135 [°]	6.32 %

Tabla 3-14: Descompensación en amplitud y desfase entre puertos para la red final 8x8 diseñada en diferentes frecuencias de la banda de trabajo. Adaptación en % de banda.

En cuanto al reparto de potencia, se ven puertas que sufren en mayor medida los efectos de los acoples de los campos (puertas 26 y 58), además de las que ya estaban afectadas hasta ahora. En amplitud, a excepción de las puertas críticas, la mayoría de estas tienen una diferencia de entre 0.5 y 1 dB como mucho en toda la banda, sin alejarse en exceso del valor nominal para las 64 salidas (≈ -18 dB). El reparto en fase, a pesar de las puertas críticas, es satisfactorio para la mayoría de puertas (para la frecuencia diseño en especial).

3.3 Transición de RGW a elementos radiantes de la antena. Integración en subarrays de antenas 2x2 a 4x8.

En este punto se pretende diseñar una transición para adaptar la transición de las guías RGW de cada puerto de salida (puerto en color rojo en la figura 3-23). La transición se colocará desde el inicio del puerto en el hueco que se ha reservado en apartados anteriores. La transición diseñada es una transición en T, tal y como se ve en estudios como [10,11]. El único matiz que propone este trabajo, son cambios de altura en los dos tramos de la T para conseguir unos valores de adaptación mejorados.

El diseño de esta transición no se hará en un elemento unitario, ya que de esta forma no tendríamos un resultado eficiente debido a los cambios de adaptación que conllevan los acoples entre líneas de la red de alimentación. Por ello, en este trabajo se ha optimizado esta transición directamente un subarray de antenas 2x4, cuya red de alimentación se

diseña en el punto 3.2.1. Esto nos permite estimar unas dimensiones que se ajusten a los diferentes efectos electromagnéticos producidos en la red de alimentación.

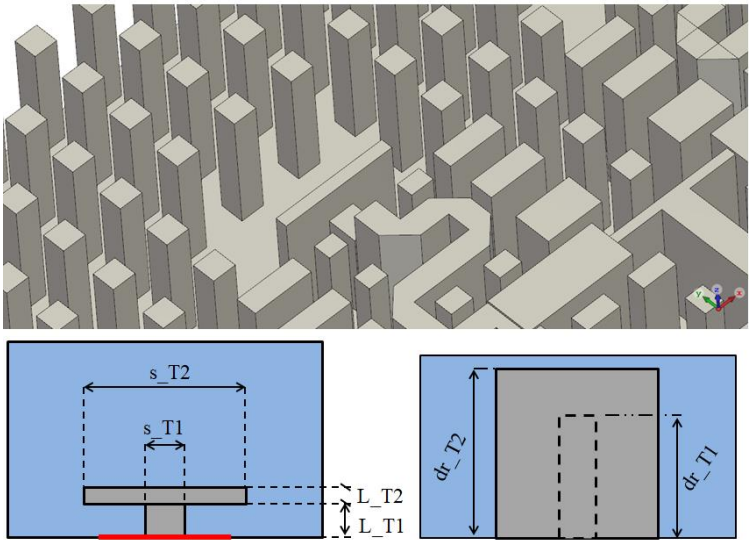


Figura 3-23: Esquema de diseño la transición RGW a elemento radiante: Vista 3D (arriba), vista superior (abajo izquierda) y vista frontal (abajo derecha).

s_{T1}	s_{T2}	L_{T1}	L_{T2}	dr_{T1}	dr_{T2}
1.1 [mm]	4.9 [mm]	1.27 [mm]	0.5 [mm]	3.78 [mm]	5.09 [mm]

Tabla 3-15: Dimensiones de la transición de RGW a elemento radiante diseñada.

Tras diseñar la transición y obtener una adaptación óptima, se ha integrado esta transición también para los *subarrays* 2x2, 4x4, y 4x8, cuyas redes a alimentación son la subred 2x2 original del punto 3.2.1, la subred 4x4 del punto 3.2.3, y la subred 4x8 del punto 3.2.4 respectivamente. De esta forma se puede ver la evolución de las prestaciones de la antena cuando se aumenta su tamaño paso a paso.

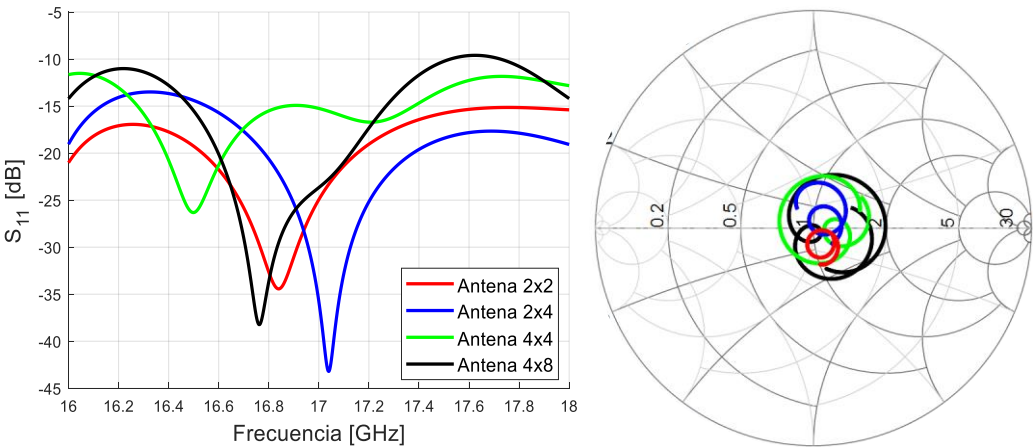


Figura 3-24: Adaptación de las antenas 2x2, 2x4, 4x4 y 4x8 en dB y en carta de Smith.

Se puede apreciar claramente, tal y como sucedía con las subredes, que a medida que aumenta el tamaño de la antena, la adaptación se va perdiendo. Las antenas parciales tienen como elementos radiantes un *subarray* acorde a su tamaño de la antena original. Hasta la antena 4x4 los valores obtenidos son satisfactorios, con la antena 2x2 y la antena 2x4 por

debajo de -15 dB en toda la banda y la antena 4x4 por debajo de -10 dB. No obstante, al pasar a la antena 4x8, la barrera de los -10 dB se sobrepasa levemente.

	$S_{11} < -15$ dB	$S_{11} < -10$ dB
Antena 2x2	15.38 %	19.75 %
Antena 2x4	10.58 %	18.21 %
Antena 4x4	6.54 %	14.66 %
Antena 4x8	4.68 %	10.38 %

Tabla 3-16: Porcentaje de banda por debajo de -15 y -10 dB de las antenas 2x2, 2x4, 4x4 y 4x8.

En cuanto a los diagramas de radiación de la figura 3-25, donde se representa la ganancia realizada de la componente a derechas de las antenas (es decir, ganancia que tiene en cuenta pérdidas por desadaptación), los dos planos principales se encuentran en $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$, y la dirección de máximo apuntamiento es $\theta = 0^\circ$, tal y como se puede deducir de la figura 3-27.

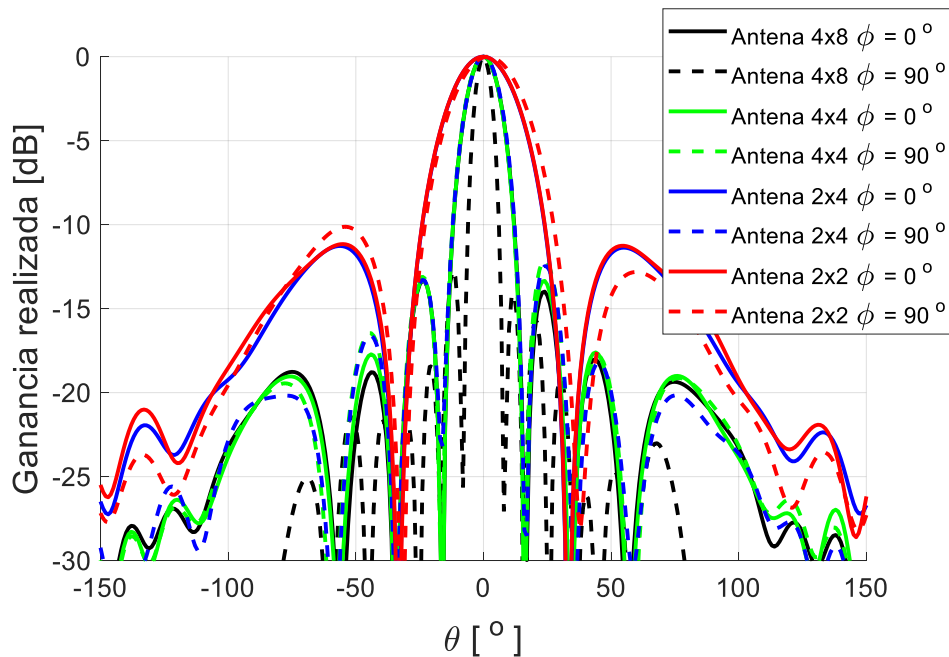


Figura 3-25: Diagrama de radiación de las antenas parciales 2x2, 2x4, 4x4 y 4x8, a 17 GHz.

	Ganancia realizada [dB]	SLL ($\phi = 0$) [dB]	SLL ($\phi = 90$) [dB]
Antena 2x2	14.97	-11.26	-10.12
Antena 2x4	18.22	-11.3	-12.5
Antena 4x4	21.24	-13.3	-12.13
Antena 4x8	24.44	-13.3	-12.7

Tabla 3-17: Ganancia realizada, y SLL de ambos planos $\phi = 0$ y $\phi = 90$ a 17 GHz de las antenas 2x2, 2x4, 4x4 y 4x8.

Como es lógico, a medida que duplicamos el tamaño de la antena, duplicamos la ganancia la misma (aproximadamente +3dB cada vez). La antena 2x2 es la única que sufre un ligero desapuntamiento (2°) en el plano $\phi = 90$, quizá debido a realizar la transición de RGW a elemento radiante a partir de una antena más grande. No obstante, no es el único resultado que resalta en el plano $\phi = 90$. Mientras que para $\phi = 0$ los lóbulos secundarios de todas las antenas son prácticamente simétricos, en $\phi = 90$ presentan un SLL mayor, debido a un lóbulo secundario no simétrico con su pareja y que está ligeramente elevado. Esta asimetría puede deberse a que las guías RGW que hay entre los huecos de las cavidades radiantes y

los acoples que producen no afectan de igual manera en cada plano ni a todas las cavidades por igual, y que por otro lado, las cavidades radiantes no son simétricas tampoco. No obstante, se puede concluir que con los procedimientos seguidos, a la frecuencia de diseño los resultados para las antenas parciales en cuanto a ganancia y SLL son satisfactorios.

Por último, se ve en la figura 3-26 la relación axial que ofrece cada antena. A medida que la antena es más grande, la polarización se va perdiendo poco a poco. Todas las antenas tienen una relación axial por debajo de 3dB para prácticamente toda la banda, por lo que podemos afirmar que se mantiene una polarización circular en las antenas. No obstante, al perder gradualmente esa cercanía a los 0dB ideales, las antenas sufrirán unas determinadas pérdidas por despolarización.

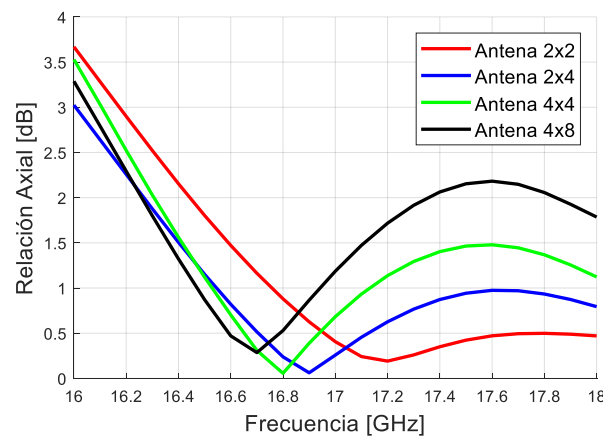


Figura 3-26: Relación axial de las antenas 2x2, 2x4, 4x4 y 4x8.

3.4 Antena final completa.

El punto final de este trabajo es ensamblar la antena completa, es decir, unir la red del punto 3.2.5 con la capa de elementos radiantes, como se muestra en la figura 3-1. En la figura 3-27 se muestra la red de alimentación completa, la antena completa y los cortes del monitor de campo lejano en CST.

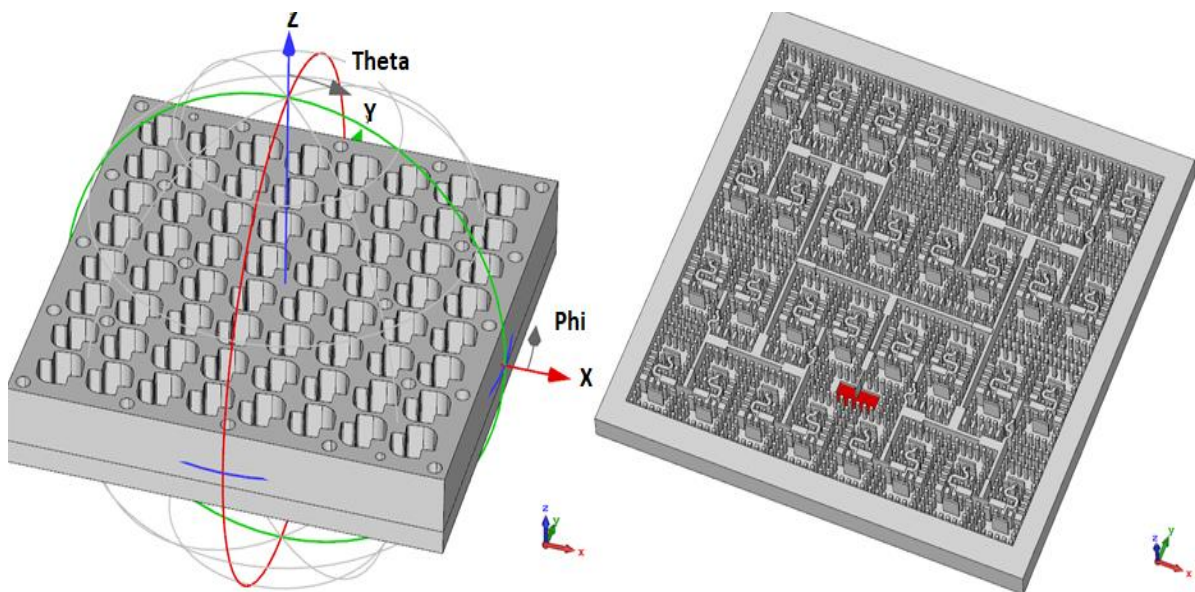


Figura 3-27: Antena multicapa final con cortes del monitor de campo lejano (izquierda). Red de alimentación final (derecha).

Alimentar 64 elementos radiantes en un espacio tan reducido, y los diferentes acoples que se producen en una red tan extensa y con tan pocas hileras de pines que protejan los campos de unos tramos frente a los de otros, ha hecho que la adaptación sufra en gran medida. El *subarray* 4x8 de antenas del punto anterior superaba la barrera de los -10dB por este mismo motivo.

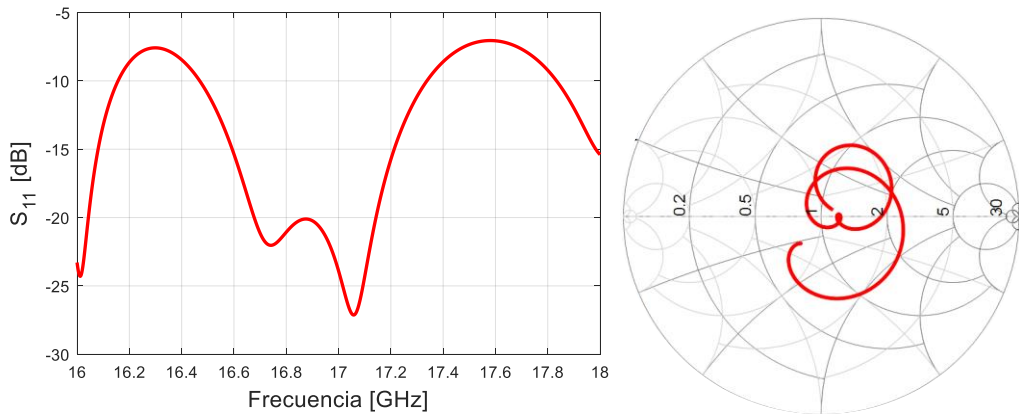


Figura 3-28: Adaptación de la antenna final 8x8 en dB y en carta de Smith.

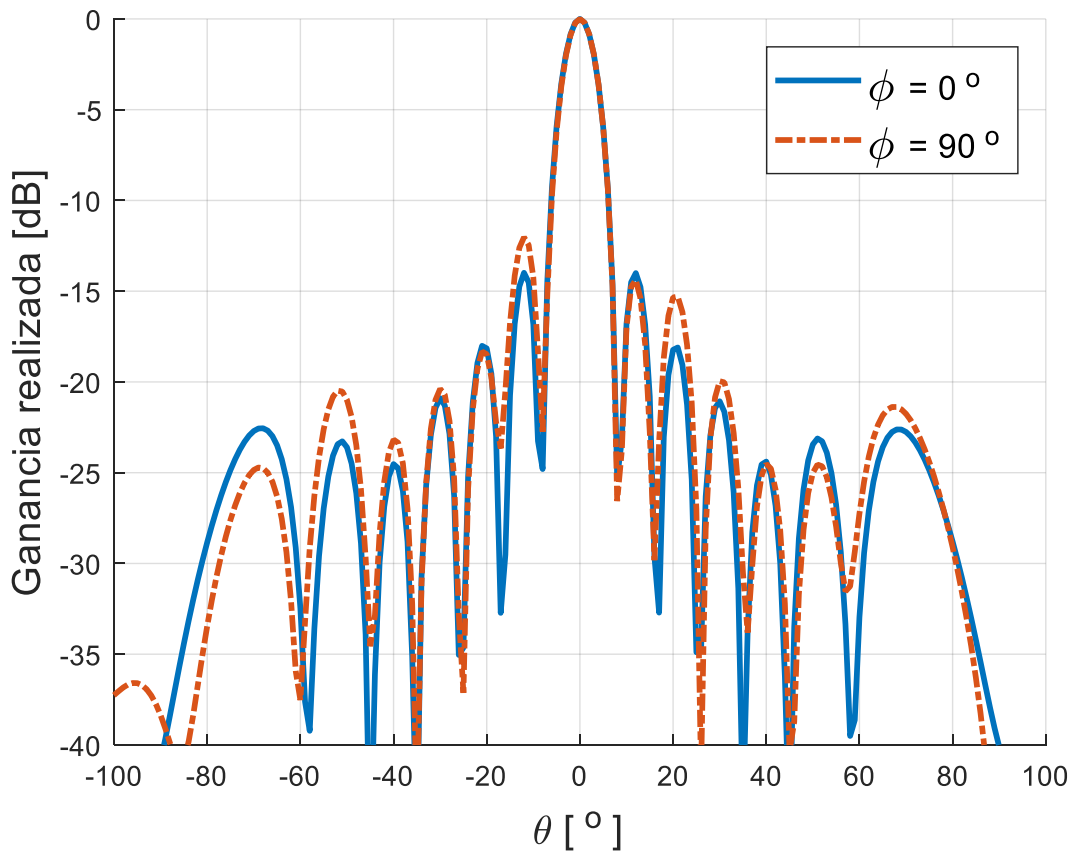


Figura 3-29: Diagrama de radiación de la antenna final 8x8 a 17 GHz.

Ganancia realizada	SLL ($\phi = 0$)	SLL ($\phi = 90$)	$S_{11} < -15$ dB	$S_{11} < -10$ dB
27.3 [dB]	-14.38 [dB]	-12 [dB]	3.66 %	5.15 %

Tabla 3-18: Ganancia realizada, y SLL de ambos planos $\phi = 0$ y $\phi = 90$ de la antenna final 8x8 a 17 GHz. Adaptación en % de banda.

La adaptación alrededor de la frecuencia de diseño que está por debajo de -10 dB va de unos 16.45 a 17.35 GHz. Esto es aproximadamente 0.9 GHz de ancho de banda efectivo, que era de esperar viendo como la adaptación en banda iba decreciendo a medida que el tamaño de la antena aumentaba. También se ve como hay resonancia a frecuencias cercanas a los 16 y 18 GHz.

Se aprecia en el diagrama de radiación como tiene puntos en común con las antenas anteriormente diseñadas. En $\phi = 0^\circ$ se logra una simetría perfecta, mientras que para $\phi = 90^\circ$ los dos lóbulos secundarios tienen unos niveles algo distintos. Estas diferencias pueden deberse nuevamente a que los acoples afectan de forma distinta en cada plano, ya que además, las cavidades radiantes no son simétricas. Además, la asimetría se acentúa con respecto a las vistas en antenas parciales. Esto se debe principalmente, a que la entrada en WR-51, y los escasos pines que la rodean, ofrecen nuevos acoples y acentúa las diferencias de una mitad de la antena respecto de la otra. No obstante, la ganancia de la antena final es un resultado muy satisfactorio, ya que mantiene su apuntamiento, un SLL aceptable y además, una ganancia de 27.3 dB.

Por último, se muestra la relación axial de la antena final. Como se puede ver, la polarización circular se mantiene, ya que está por debajo de 3 dB en prácticamente la totalidad de la banda. No obstante se ve como la polarización nuevamente empeora con respecto a la antena 4x8, sobre todo en aspectos de nivel general.

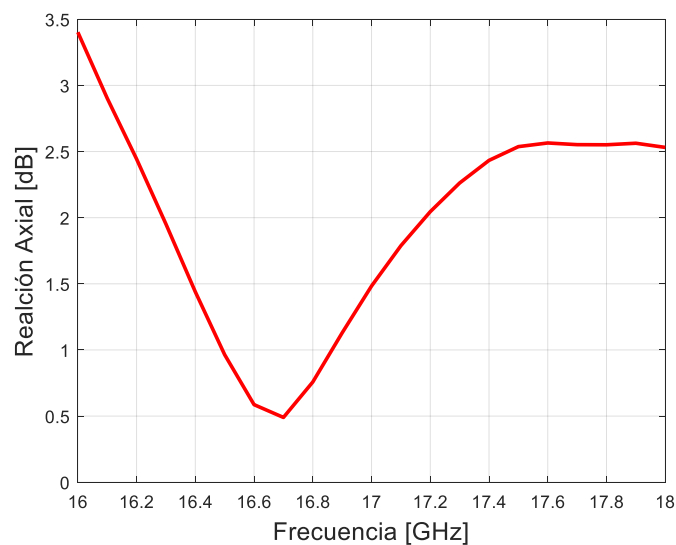


Figura 3-30: Relación axial de la antena final 8x8.

La desventaja de una antena así, principalmente, es perder banda de trabajo. Es muy complicado mantener una adaptación para más ancho de banda ya que como se viene explicando hasta ahora, con unas dimensiones tan limitantes hacen imposible aislar los campos en cada tramo con dos hileras de pines o más, y sin una red resistente a acoples las cargas teóricas de cada elemento son diferentes y la adaptación se vuelve un trabajo difícil. La creación de una red de alimentación en una capa es algo posible de diseñar gracias a la tecnología RGW, pero con este precio a pagar de reducir el ancho de banda de la antena final, hasta un 5.15% por debajo de los -10 dB.

4 Conclusiones y trabajo futuro

4.1 Conclusiones

En este Trabajo de Fin de Grado se ha diseñado una red de alimentación en tecnología *Ridge Gap Waveguide* para una antena multicapa ya existente. Esta antena es un *array* 8x8 de cavidades radiantes con polarización circular y que opera a 17 GHz, con un ancho de banda de 16 a 18 GHz.

Su red de alimentación original se diseñó en guía de onda convencional, y para evitar el mal contacto entre capas, en [3] se realizó una red de alimentación que mediante el uso de la tecnología *Gap Waveguide*, y en especial, de la *Groove gap Waveguide*. Esta nueva red de alimentación logró sustentar este aspecto en toda la banda. La red de alimentación diseñada se componía de dos capas por las limitaciones de la tecnología utilizada.

En este trabajo se ha intentado dar un paso más allá. Aprovechando las características de las guías RGW, se ha dimensionado una red de alimentación en una única capa para esta antena y se ha determinado su eficacia para un determinado ancho de banda.

En primer lugar se ha ido diseñando parcialmente la red de alimentación, mediante subredes más pequeñas hasta llegar a la red final, con puertos por salidas y sin elementos radiantes. Se ha visto como hasta la subred 4x4 los resultados son satisfactorios, tanto en adaptación como en distribución de potencia, mientras que para la subred 4x8 y la propia red 8x8, aunque los resultados de distribución de potencia son eficaces, la adaptación comienza a ser un problema.

En este trabajo se han logrado dimensionar redes de alimentación en RGW como si de una *microstrip* o *stripline* se tratase. Esto en una guía rectangular convencional o en una GGW es impensable, pero gracias a las propiedades que ofrece el listón metálico propio de una guía *Ridge Waveguide*, se pueden dimensionar estos para variar la adaptación y la distribución de potencia, mediante el uso de adaptadores de impedancia (aproximadamente $\lambda/4$) gracias a que el modo propagado por las guías es quasi-TEM. Además, se logra que se propague el campo eléctrico en polarización vertical, a pesar de que la altura de las guías es mayor que su anchura, gracias a que el campo está relacionado con la posición del *ridge*. De nuevo, si esto sucediera en una GGW o guía rectangular convencional, la polarización cambiaría a horizontal. Por otro lado, se ha hecho uso de diferentes tipos de pines, como pines rectangulares en la estructura EBG que han confinado las guías en el reducido espacio del que se disponía.

Una vez se han diseñado las diferentes subredes, se han combinado con los elementos radiantes para confinar diferentes antenas. Mediante la antena 2x4 se ha diseñado la transición de guía RGW a elemento radiante. Desde la antena 2x2 hasta la antena 4x4, se obtienen resultados satisfactorios, con una adaptación menor a -10 dB que cubre la banda entera. No obstante, la antena 4x8, supera levemente la barrera de los -10 dB. Se ha demostrado que las distribuciones de potencia vistas con puertos por salidas son precisas, ya que se aprecia viendo en sus diagramas de radiación que presentan lóbulos secundarios prácticamente simétricos en $\phi = 0$ y ligeras asimetrías en $\phi = 90$. Sus relaciones axiales (o *Axial Ratio*) están por debajo de 3 dB en casi toda la banda de trabajo (aunque empeoran

gradualmente con el tamaño de la antena), por lo que se mantiene la polarización circular. Como es lógico, la ganancia de las antenas aumenta con el tamaño de la misma.

Finalmente, la antena 8x8 final presenta estos mismos buenos resultados, y una ganancia de 27.3 dB a la frecuencia de diseño. No obstante, la adaptación no logra cubrir la banda original de 16 a 18 GHz, sino una banda más reducida, de unos 16.45 a 17.35 GHz, lo que supone una banda por debajo de -10dB de un 5.15 %. En esta antena se mantiene una polarización circular, ya que su relación axial está por debajo de 3 dB en prácticamente toda la banda.

Con los resultados obtenidos se puede concluir que para una antena como la ya existente, la tecnología RGW permite diseñar una red de alimentación en una única capa, pero en una antena con semejantes limitaciones (espacio entre cavidades radiantes) hace que se tengan unas dimensiones muy reducidas, y en muchas ocasiones solo permita la disposición de una hilera de pines entre diferentes tramos de la red. Esto ha hecho que no se tenga una red resistente a los acoples y, a medida que la red aumentaba en tamaño, las cargas teóricas de cada elemento sean diferentes debido a los numerosos acoples producidos entre las guías de toda la red. Por lo tanto, conseguir una adaptación con un ancho de banda grande, es tarea difícil. Además, las dimensiones utilizadas, a día de hoy, pueden ser difíciles de fabricar, ya que se tratan dimensiones y diferencias entre *ridges* y pines milímetros y decenas de milímetros. Si no se tiene alta precisión, esto puede dar lugar a resultados inciertos. No obstante, el objetivo de una red en una única capa que evita el mal contacto entre capas de la antena final está parcialmente cumplido, pero como se ha visto, para un ancho de banda de un 5.15%.

4.2 Trabajo futuro

Este Trabajo de Fin de Grado da lugar a nuevas ramas de investigación y de mejora. Las ramas de mejora del mismo e investigación futura son las siguientes:

- Investigar sobre las posibilidades de fabricación del diseño propuesto (mediante fresado, impresión 3D en metal, plástico bañado en pintura metalizada, etc...), y realizar un estudio de rentabilidad económica entre este y otras redes de alimentación multicapa. Una red como la propuesta requiere precisión de fabricado, lo que puede ser más costoso, mientras que una red con más capas, como en [3], tiene dimensiones más holgadas, aunque requiere fabricar varias capas, lo que aumenta su coste.
- Aumentar la frecuencia de diseño a 26 o 38 GHz (frecuencias futuras de 5G). Esto hará que el tamaño de las guías de onda disminuya, lo que ofrecerá unas guías con una altura menor, llegando a resultados de fabricación con una posibilidad de ruptura de listones y pines menor.
- Emplear otras disposiciones de los listones o *ridges*. Por ejemplo, usar una guía RGW doble, o una RGW simple con polarización horizontal.
- Estudiar la viabilidad de una red de alimentación en RW para la antena objetivo. El único contratiempo a esto es, que si no se tiene contacto entre capas perfecto, el resultado será muy insatisfactorio.
- Utilizar otra disposición de los pines, como por ejemplo, pines triangulares o cilíndricos, en lugar de pines rectangulares o cuadrados.

Referencias

- [1] I. T Union. Recuperado de: <https://www.itu.int/en/ITU-D/Statistics/Pages/stat/default.aspx>
- [2] I. T Union. Recuperado de: <https://www.itu.int/es/mediacentre/backgrounders/Pages/5G-fifth-generation-of-mobile-technologies.aspx>
- [3] Villar Gómara, I. (2018). *Investigación y aplicación de la tecnología gap waveguide a redes de alimentación para antenas en banda Ku* (Trabajo de Fin de Máster). Universidad Autónoma de Madrid.
- [4] Balanis, C.A. (2005). *Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition*. John Wiley & Sons Inc.
- [5] D. M. Pozar. (2011). *Microwave Engineering, 4th Edition*. John Wiley & Sons.
- [6] Helszajn, J. (2000). *Ridge Waveguides and Passive Microwave Components*. The Institution of Electrical Engineers.
- [7] P. Kildal, "Three metamaterial-based gap waveguides between parallel metal plates for mm/submm waves," 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Berlin, 2009, pp. 28-32.
- [8] S. Gupta, Z. Briqech and A. R. Sebak. *Analysis of 60 GHz ridge gap waveguide based junctions, bends and losses*. 2017 IEEE International Conference on Antenna Innovations & Modern Technologies for Ground, Aircraft and Satellite Applications (iAIM), Bangalore, 2017, pp. 1-4.
- [9] A. Vosoogh, M. S. Sorkherizi, A. U. Zaman, J. Yang and A. A. Kishk, "An Integrated Ka-Band Diplexer-Antenna Array Module Based on Gap Waveguide Technology With Simple Mechanical Assembly and No Electrical Contact Requirements," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 66, no. 2, pp. 962-972, Feb. 2018.
- [10] A. U. Zaman and P. Kildal, "Wide-Band Slot Antenna Arrays With Single-Layer Corporate-Feed Network in Ridge Gap Waveguide Technology," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 6, pp. 2992-3001, June 2014.
- [11] D. Zarifi, A. Farahbakhsh, A. U. Zaman and P. Kildal, "Design and Fabrication of a High-Gain 60-GHz Corrugated Slot Antenna Array With Ridge Gap Waveguide Distribution Layer," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 64, no. 7, pp. 2905-2913, July 2016.

Glosario

GW	Gap Waveguide
RW	Ridge Waveguide
GGW	Groove Gap Waveguide
RGW	Ridge Gap Waveguide
MGW	Microstrip Gap Waveguide
AMC	Artificial Magnetic Conductor
PEC	Perfect Electric Conductor
PMC	Perfect Magnetic Conductor
EBG	Electromagnetic Band Gap
TRM	Transverse Resonance Method
DBS	Direct Broadcast Satellite
SLL	Side Lobe Level

Anexos

A. CST Microwave Studio

CST Microwave Studio es un programa de simulación electromagnética y es el software empleado en este Trabajo de Fin de Grado para la realización de todos los diseños. Este permite diseñar estructuras tridimensionales y estudiar su comportamiento radioeléctrico en frecuencias altas. Se pueden diseñar y estudiar todo tipo de dispositivos, tales como acopladores, filtros, o como en este trabajo, antenas y redes de alimentación. También permite la exportación de los resultados a otros programas para una mejor visualización.

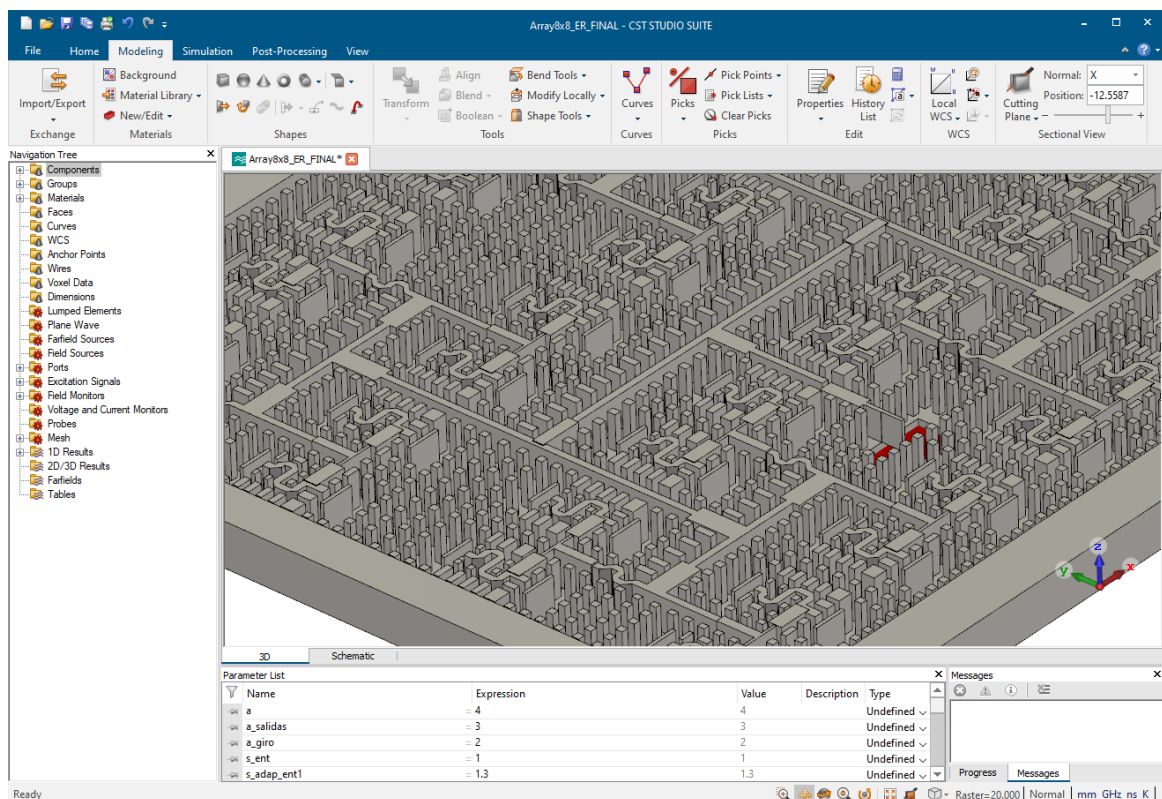


Figura A-1: Interfaz de diseño de CST

A.1 Time Domain Solver

El Time Domain Solver de CST es la simulación en dominio del tiempo, uno de los dominios de simulación más comunes en todo tipo de diseños de estructuras de radiofrecuencia. Se necesita como mínimo un puerto de simulación. Los principales resultados son los parámetros S, VSWR, características de los puertos de simulación (modo de propagación, constante de propagación, frecuencia de corte...). Además, mediante el uso de monitores de campo, se puede estudiar el campo eléctrico de una estructura (útil para redes de alimentación y localizar fugas) y el campo lejano de una antena, con el cual se pueden estudiar los diagramas de radiación de una antena, su relación axial, etc...

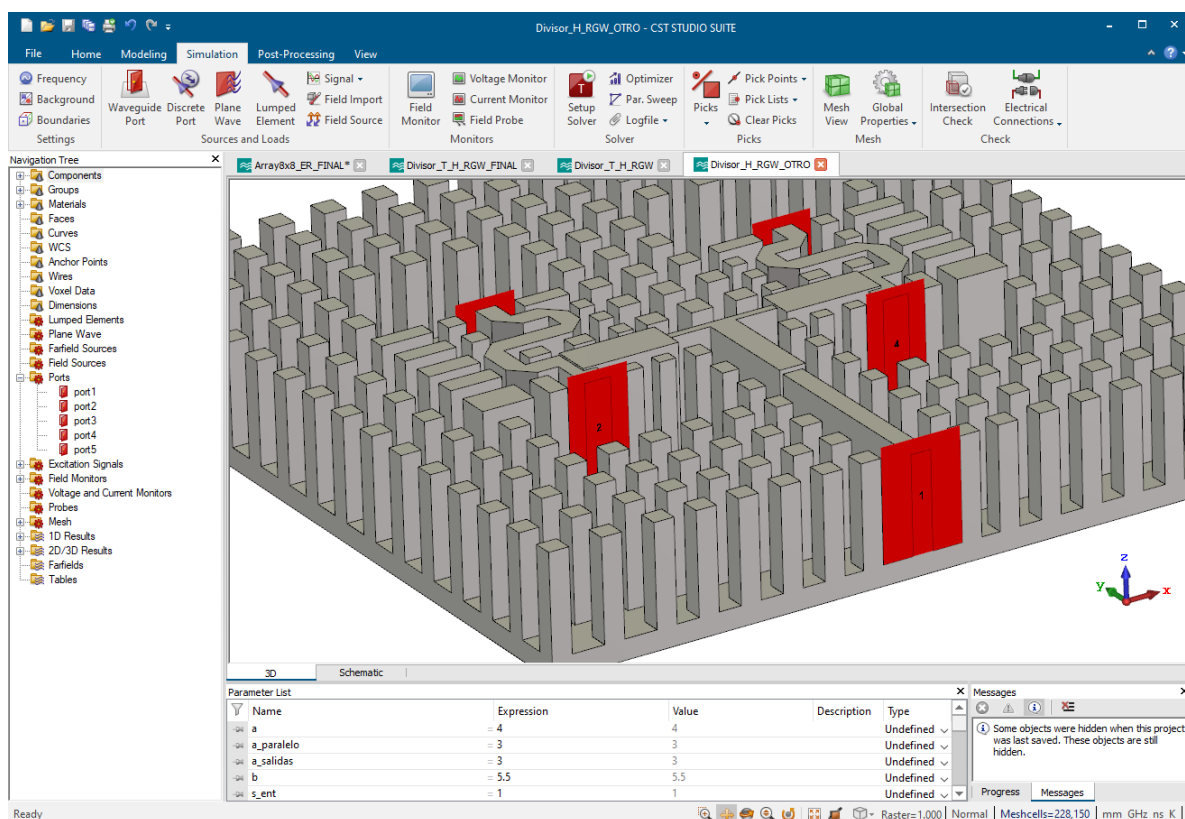


Figura A-2: Puertos de una simulación en Time Domain Solver.

A.2 Eigen-mode Solver

El Eigen-mode Solver de CST es un tipo de simulación dedicado a estructuras resonantes cerradas. Los principales resultados de interés son la distribución de campo de los modos de propagación de la estructura. Esto se estudia de manera sencilla, ya que nos permite la creación automática de diagramas de dispersión. En esta simulación, no se admiten puertos. No obstante, hay que definir en qué dirección habrá unas condiciones de contorno periódicas, es decir, en qué dirección se repite la estructura.

	Pines	Guía RGW
Xmax	Periódica	Eléctrica
Xmin	Periódica	Eléctrica
Ymax	Eléctrica	Periódica
Ymin	Eléctrica	Periódica
Zmax	Periódica	Eléctrica
Zmin	Periódica	Eléctrica

Tabla A-1: Especificaciones de condiciones de contorno para pines y guías RGW en este TFG.

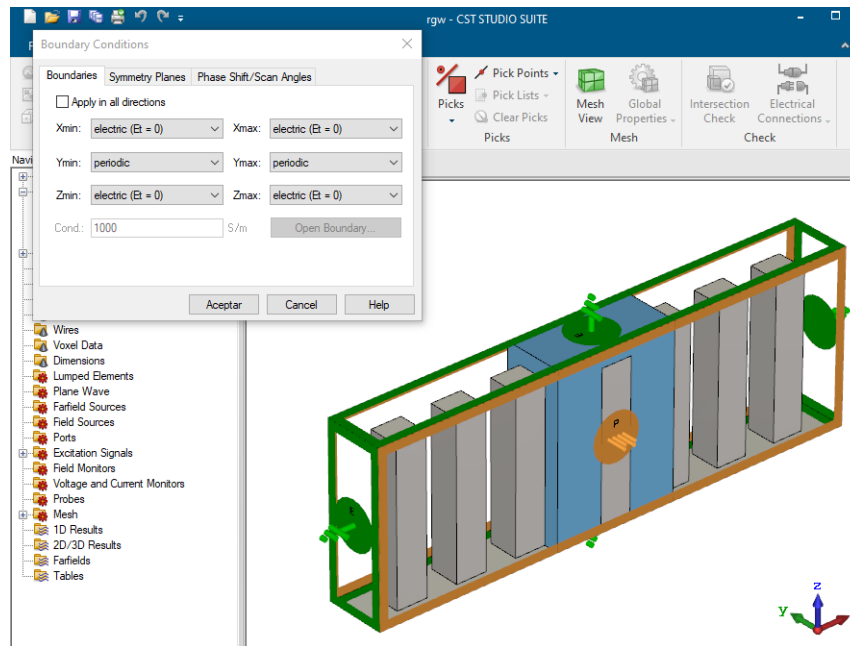


Figura A-3: Condiciones de contorno para Eigen-mode Solver.

En aquellos ejes donde se tenga una condición de contorno periodica, se ha de hacer un barrido parametrico en fase, poniendo en la pestaña *Phase Shift/Scan Angles* la variable *phase* en los ejes necesarios. Esta variable irá de 0 a 180, en el número de pasos necesario para poder observar un comportamiento claro de la estructura.

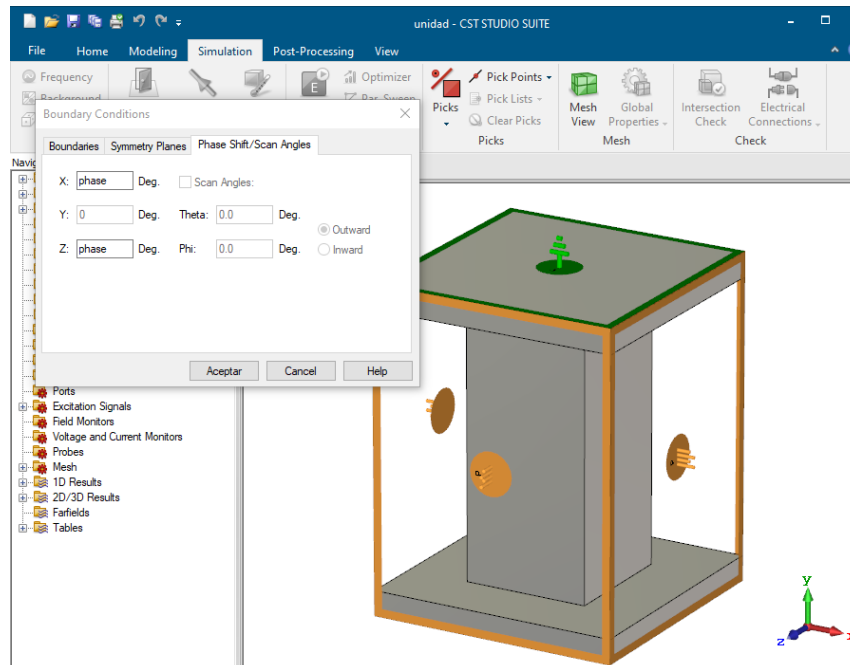


Figura A-4: Especificación de barrido de fase para los ejes periódicos.

